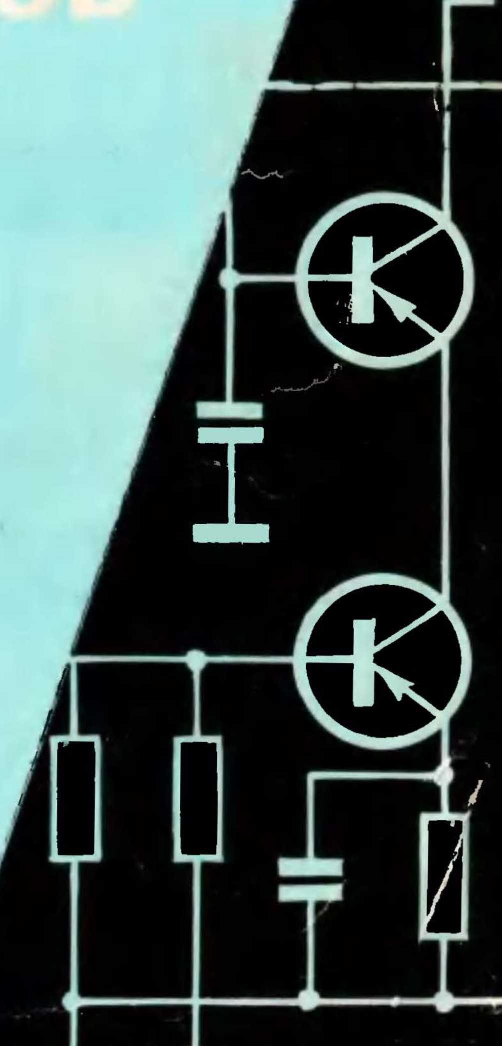
Е. Б. Гумеля

ВЫБОР СХЕМ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

МАССОВАЯ РАДИО БИБЛИОТЕКА



«ЭНЕРГИЯ»

6Ф2.12
Г 94

УДК 621.396.62.003 : 63

Гумеля Е. В.

Г94 Выбор схем транзисторных приемников. Изд. 2-е, переработ. М., «Энергия», 1968.
72 с. с илл. (Массовая радиобиблиотека. Вып. 654)

Изложены основные вопросы выбора схем транзисторных приемников. Проводится аналогия расчетов ламповых и транзисторных приемников. Расчетные формулы сведены до минимума, необходимого для простейших расчетов. Приводятся схемы приемников прямого усиления и супергетеродинного типа, а также отдельных каскадов. Брошюра рассчитана на радиолюбителей, знакомых с разработкой и расчетом схем ламповых приемников.

3-4-5
315-67 **6Ф2.12**

Гумеля Евгений Борисович

Выбор схем транзисторных приемников

Редактор *Т. В. Жукова*
Обложка художника *А. М. Кувшинникова*
Технический редактор *Л. И. Гаврилина*
Корректор *З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 21/I 1967 г. Подписано к печати 28/VI 1967 г. Т-07011
Формат 84×108$^{1}/_{32}$ Бумага типографская № 2. Усл. печ. л. 3,78. Уч.-изд. л. 4,58
Тираж 150 000 экз. Цена 19 к. Зак. 121

Издательство «Энергия», Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая брошюра является вторым переработанным изданием. После выхода в свет первого издания автор получил ряд писем, в которых читатели высказывают свои замечания и пожелания. Во втором издании в соответствии с критическими замечаниями читателей устранен ряд ошибок, имевших место в первом издании; дополнены разделы «Функциональные схемы», «Преобразователи частоты» и «Усилители низкой частоты»; обновлен раздел «Схемы транзисторных приемников».

Необходимо заметить, что в ряде писем читатели затрагивали вопросы, касающиеся налаживания отдельных схем, опубликованных в разделе «Схемы транзисторных приемников» первого издания брошюры. Все схемы, приведенные в этом разделе, служат иллюстративным материалом, поясняющим воплощение принципиальных схем отдельных каскадов приемника в приемнике в целом, а не являются описаниями конструкций приемников, предназначенных для повторения. Все приведенные схемы опробованы автором, работоспособны, но могут быть рекомендованы для повторения лишь радиолюбителям, имеющим опыт конструирования приемников и знающим специфику монтажа. Поэтому с вопросами по налаживанию приемников и правильному размещению деталей следует обращаться к соответствующей литературе по налаживанию транзисторных приемников.

Отзывы и замечания нужно присылать по следующему адресу: Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10, изд-во «Энергия», редакция Массовой радиобиблиотеки.

РАСЧЕТ УЗЛОВ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Функциональные схемы

Ассортимент отечественных транзисторов позволяет применять их во всех каскадах современных приемников. При этом качественные показатели транзисторных приемников в большинстве случаев не уступают аналогичным по назначению ламповым приемникам, а по некоторым параметрам и превосходят их.

Транзисторные приемники потребляют значительно меньшую мощность, чем аналогичные ламповые приемники; температурный режим деталей, входящих в приемник, облегчается, что благоприятно сказывается на сроке их службы, а следовательно, и приемника в целом; низкое напряжение питания транзисторных приемников делает их безопасными в обращении, при ремонте и налаживании и позволяет применять низковольтные конденсаторы и резисторы с малой мощностью рассеивания. Параметры приемника с транзисторами меньше зависят от колебаний напряжения источника питания.

Применение транзисторов позволяет выполнять «карманные» приемники размерами с небольшой портсигар. Наряду с приведенными достоинствами транзисторные приемники имеют и ряд недостатков. Обычно получить требуемые параметры в транзисторных приемниках значительно труднее, чем в ламповых. Наибольшие трудности возникают при разработке и выполнении (регулировке и налаживании) высокочастотной части приемника. При разработке высокочастотных каскадов приходится считаться со значительной проходной емкостью коллекторного перехода транзисторов $C_{б.к}$, влияние которой на работу каскада аналогично влиянию междуэлектродной емкости сетка — анод лампового триода. Эта емкость у многих типов транзисторов достигает десятков пикофарад, что ограничивает максимальное усиление. Применение схем нейтрализации проходной емкости нежелательно, так как при этом налаживание приемников в значительной мере усложняется, а во многих случаях при отсутствии измерительных приборов наладить приемник не удается.

Это обстоятельство заставляет при конструировании транзисторных приемников отойти от уже сложившихся классических схем ламповых приемников. В последние годы нашей промышленностью и промышленностью других стран выпущено громадное количество различных транзисторных приемников; не малая работа по отысканию схем транзисторных приемников, свободных от указанных выше недостатков, проделана советскими радиолюбителями. Обилие различных схем затрудняет радиолюбителю-конструктору (особенно начинающему) выбор схемы приемника, удовлетворяющей его запросы и соответствующей его возможностям. Несмотря на кажущееся раз-

нообразие схем транзисторных приемников, можно выделить основные тенденции в их построении, классифицировать по особенностям, отсеять второстепенные детали, не играющие существенной роли в работе приемника. Все транзисторные приемники (как, впрочем, и ламповые) можно разбить на две группы — приемники прямого усиления и супергетеродинные (рис. 1). В зависимости от требований, предъявляемых к приемникам, те или иные узлы схем могут отсутствовать или выполняться по различным принципиальным схе-

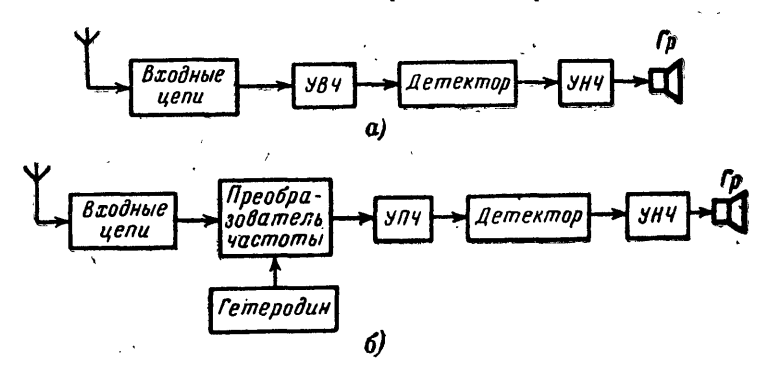


Рис. 1. Блок-схемы приемников.

а — прямого усиления; *б* — супергетеродинного типа.

мам. Например, входная цепь может содержать один, два или более настраивающихся контуров; усилитель высокой частоты может содержать один — три каскада. Основное усиление сигнала может быть сосредоточено в усилителе низкой частоты или в усилителе высокой (промежуточной) частоты; детектор может быть выполнен на диоде или транзисторе.

Для того чтобы правильно выбрать принципиальные схемы отдельных каскадов, прежде всего необходимо знать основные особенности, присущие той или иной блок-схеме приемника. К этим особенностям относятся: распределение усиления в трактах приемника и распределение избирательных элементов по тракту высокой частоты. Это удобно делать на более подробной, чем блок-схема, так называемой функциональной схеме приемника.

Правильное построение функциональной схемы в соответствии с желанием получить те или иные характеристики приемника имеющимися в распоряжении радиолюбителя деталями, а также в соответствии с опытом изготовления и налаживания приемников является залогом успешного воплощения выбранной схемы в действующую конструкцию.

Каким же образом подойти к выбору функциональной схемы будущего приемника, как перейти к построению его принципиальной схемы? Постараемся ответить на этот вопрос.

При составлении схемы приемника наиболее важным является правильное распределение усиления по каскадам особенно в приемниках, в которых предъявляются повышенные требования к отдельным характеристикам: избирательности, полосе пропускания, эффективности автоматической регулировки усиления и т. п. Этот, каза-

лось бы, простой вопрос играет существенную роль в правильной работе отдельных каскадов приемника и, следовательно, приемника в целом. Действительно, с одной стороны, современные высокочастотные транзисторы позволяют усилить слабый сигнал принимаемой станции до такой мощности, которой бы хватило для приведения в действие громкоговорителя приемника, с другой стороны, низкочастотные транзисторы позволяют строить усилители низкой частоты чувствительностью 10—50 *мкв*. Где же та середина, которая делит приемник на два тракта; тракт усиления высокой частоты и тракт усиления низких частот? Этой серединой является детекторный каскад приемника. К этому каскаду сигнал желаемой радиостанции должен быть подведен с уровнем, достаточным для нормальной работы детектора. Кроме того, этот сигнал должен быть по возможности полностью свободен от сигналов, мешающих (расположенных близко по расстоянию и частоте) радиостанций. Последнее осуществляется благодаря применению в приемнике избирательных элементов (контуров), настроенных на сигналы полезной радиостанции и подавляющих мешающие сигналы всех прочих (в том числе и мощных, близко расположенных) радиостанций.

Сигналы мешающих радиостанций, усиливаясь вместе с полезным сигналом в высокочастотном тракте приемника, могут достигнуть такой величины, при которой будут модулировать полезный сигнал, после чего избавиться от помех никакими фильтрами не представится возможным, причем в транзисторных приемниках вероятность такой вредной модуляции выше, чем в ламповых, благодаря специфичным свойствам транзисторов. Для уменьшения ее желательно усиление сигналов высокой частоты производить до тех минимально возможных уровней, при которых еще достижима нормальная работа детектора. Таким образом, допустимое усиление в тракте высокой частоты определяется количеством, качеством, местом расположения фильтрующих элементов и минимальным напряжением сигнала, необходимым для нормальной работы детектора (для точечных диодов 30—60 *мв*). Однако в ряде случаев, главным образом для успешной работы автоматической регулировки усиления в достаточно высококачественных приемниках, это напряжение следует выбирать равным 0,15—0,3 *в*. Эти цифры позволяют ориентировочно определить чувствительность усилителя низкой частоты, которая для первого случая должна составлять 0,5—1 *мв*, а для второго 15—30 *мв*. Такую чувствительность обычно можно получить от двух-трехкаскадного усилителя низкой частоты.

Количество каскадов высокочастотного тракта выбирается в зависимости от принятой блок-схемы приемника, его избирательности и чувствительности. Для сравнительно простого приемника прямого усиления выбирать количество высокочастотных каскадов более двух нерационально как из-за невозможности реализовать большее усиление на одной частоте из чисто конструктивных соображений (возможность возникновения самовозбуждения), так и из-за трудности выполнения более двух перестраиваемых контуров, избирательность которых не позволит реализовать высокую чувствительность приемника, из-за наличия прямых и перекрестных помех. Относительно дальние станции будут взаимно мешать друг другу и прием их будет практически невозможен. Это обстоятельство относится и к супергетеродинным приемникам с малым числом контуров промежуточной частоты (2—3). В более сложных приемниках с большим числом фильтрующих элементов и более жесткими требованиями к работе системы автоматической регулировки усиления

(АРУ) рационально применение трех, а иногда и четырех высокочастотных каскадов. В последнем случае для предотвращения возможности самовозбуждения высокочастотные каскады целесообразно разбивать на «двойки», работающие на различных частотах, и хорошо развязанные по цепям питания, например: первая двойка — усилитель высокой частоты и преобразовательный каскад; вторая — двухкаскадный усилитель промежуточной частоты. Три, а тем более четыре транзистора в высокочастотном тракте обеспечивают чувствительность по базе первого транзистора приемника 2,0—0,5 *мкв.*

Нередко возникает вопрос, как разместить в схеме приемника фильтрующие элементы (контуры промежуточной частоты). Наиболее рационально избирательные свойства приемника сосредоточить в одном фильтре сосредоточенной селекции, который следует располагать в схеме приемника возможно ближе к входу, т. е. сразу после преобразователя частоты. Дальнейшее усиление сигналов промежуточной частоты может производится в сравнительно широкополосном усилителе. Избирательные свойства приемника с фильтром, состоящим, к примеру, из 3 контуров, будут выше примерно в 4 раза, чем у приемника, контуры промежуточной частоты которого рассредоточены по схеме и являются принадлежностью каждого каскада. Это обстоятельство объясняется тем, что при оптимальном согласовании входных сопротивлений транзисторов с контурами добротность контуров ухудшается в 2 раза. При сосредоточении всех контуров в один фильтр нагруженным окажется только один (выходной контур), а при распределении контуров по схеме уменьшится добротность каждого из контуров.

В супергетеродинных приемниках относительно невысокого класса усиление сигналов промежуточной частоты можно производить в апериодическом усилителе промежуточной частоты, каскады которого выполнены на резисторах или согласующих широкополосных (ненастроенных) трансформаторах и дросселях. В супергетеродинных приемниках с высокой чувствительностью следующий за фильтром основной селекции усилитель промежуточной частоты должен иметь по возможности узкую полосу. Сужение полосы пропускания диктуется необходимостью уменьшения шумов усилителя промежуточной частоты. Следовательно, в высококачественном приемнике, кроме фильтра сосредоточенной селекции, обеспечивающего основные избирательные свойства, необходимо применение контуров в качестве элементов связи между каскадами, которые дают хорошее соотношение сигнал/шум и дополнительно повышают избирательность.

Не менее часто возникает вопрос, всегда ли и во всех ли каскадах приемника необходимо стремиться к получению того максимального усиления, на которое рассчитан транзистор? Безусловно нет. В простейших приемниках рационально применить один транзистор там, где можно избежать двух каскадов. В более сложных приемниках, тем более в приемниках с повышенными требованиями к основным характеристикам, часто приходится искусственно снижать усиление отдельных каскадов и увеличивать их число из соображений улучшения отдельных параметров приемника. Так, например, в супергетеродинном приемнике с тремя высокочастотными каскадами цепью автоматической регулировки усиления, как правило, можно охватить только один каскад (первый усилитель промежуточной частоты), при этом глубина АРУ будет явно недостаточна (для изменения сигнала на выходе в 2 раза сигнал на входе не должен изменяться более чем в 15—20 раз). Охватывать АРУ

оба каскада усиления промежуточной частоты нежелательно, так как при приеме местных радиостанций во втором каскаде, работающем при значительных уровнях сигнала, возникают искажения. Выходом из этого положения является применение еще одного высокочастотного каскада, охваченного АРУ, что повышает эффективность автоматической регулировки усиления в 15—20 раз. Общее усиление высокочастотного тракта следует оставить прежним, так как уже при трех транзисторах в высокочастотном тракте, как правило, можно получить усиление, достаточное для получения чувствительности 1 *мкв*. Следовательно, усиление каждого из каскадов придется уменьшить.

В приемниках повышенного класса иногда применяют каскад усиления высокой частоты перед преобразовательным каскадом. Следует обратить внимание радиолюбителя на то обстоятельство, что этот каскад должен обладать минимальным коэффициентом усиления, особенно если приемник имеет на входе только один перестраиваемый контур, обеспечивающий предварительную селекцию, а каскад выполняется с апериодической нагрузкой. Излишнее усиление сигналов в каскаде высокой частоты приводит лишь к возникновению перекрестных помех в преобразовательном каскаде и, следовательно, снижает избирательность приемника по отношению к мощным помехам. Нормальным коэффициентом усиления для такого каскада является коэффициент усиления 2—5, что явно далеко до порога усилительных возможностей современных транзисторов. Итак, такой усилитель высокой частоты — это дополнительный каскад для повышения эффективности АРУ, буферный каскад для уменьшения взаимного влияния входного и гетеродинного контуров, уменьшения просачивания напряжения частоты гетеродина в антенну; и, наконец, он дает некоторое повышение отношения сигнал/шум.

На основе изложенного ниже приводится ряд функциональных схем приемников, которые могут быть положены в качестве основы для создания принципиальной схемы. Распределение усиления по каскадам и уровни напряжений сигналов различных частот показаны непосредственно на функциональных схемах.

На рис. 2, *а* дана функциональная схема, в которой после единственного избирательного элемента следуют два апериодических каскада усиления высокой частоты на высокочастотных транзисторах (T_1, T_2), детекторный каскад на диоде и два каскада усиления низкой частоты (T_3, T_4). Эта схема наиболее пригодна для простых карманных приемников. При выполнении оконечного каскада по экономичной схеме приемник потребляет малый средний ток, прост в изготовлении и практически не требует налаживания.

Более сложна функциональная схема (рис. 2, *б*), в которой имеются уже два избирательных контура. Трехкаскадный усилитель низкой частоты в этой схеме имеет чувствительность, достаточную для проигрывания грампластинок, а оконечный каскад, выполненный по двухтактной схеме, позволяет получить сравнительно большую выходную мощность. Такой приемник лучше выполнять в виде стационарного приемника для сельской местности.

Введение положительной обратной связи позволяет повысить чувствительность и избирательность приемника или сократить количество транзисторов в схеме. Приемник, собранный по функциональной схеме, показанной на рис. 2, *в*, при меньшем числе транзисторов обладает характеристиками, не уступающими приемнику, выполненному по схеме на рис. 2, *б*.

На рис. 2, *г* изображена функциональная схема простого супергетеродинного приемника. В ней за преобразователем частоты следует фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), один резонансный каскад УПЧ, диодный детектор и трехкаскадный усилитель низкой частоты. Благодаря применению трехкаскадного усилителя низкой

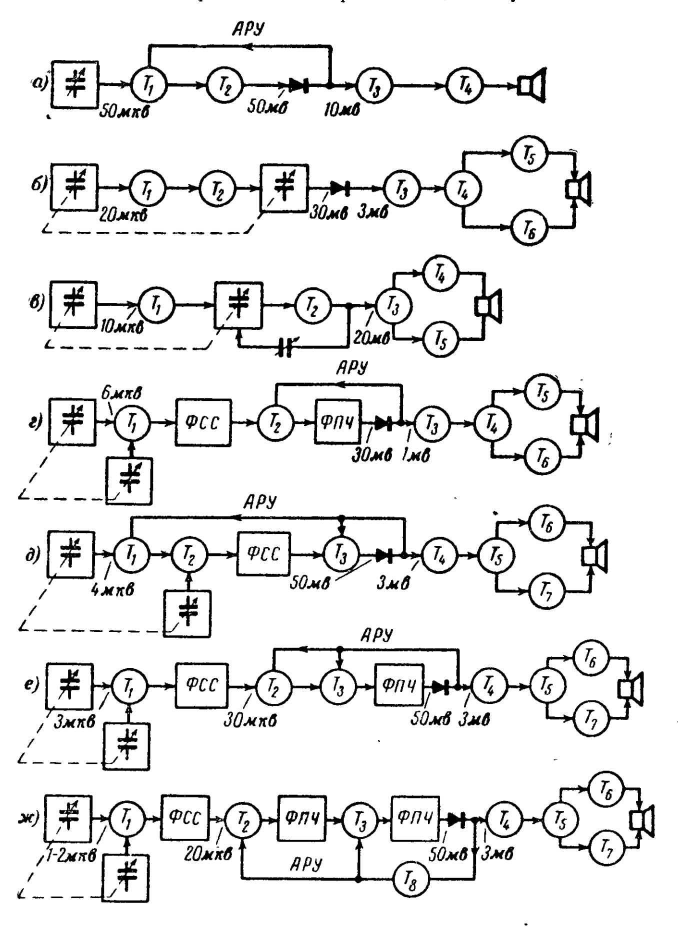


Рис. 2. Функциональные схемы транзисторных приемников.

частоты появилась возможность свести к минимуму число каскадов высокочастотного тракта при сохранении достаточно высокой чувствительности приемника.

В приемнике, схема которого показана на рис. 2, *д*, имеется апериодический усилитель высокой частоты, преобразователь, апериодический усилитель промежуточной частоты и трехкаскадный усилитель низкой частоты. Такое построение схемы позволяет сделать

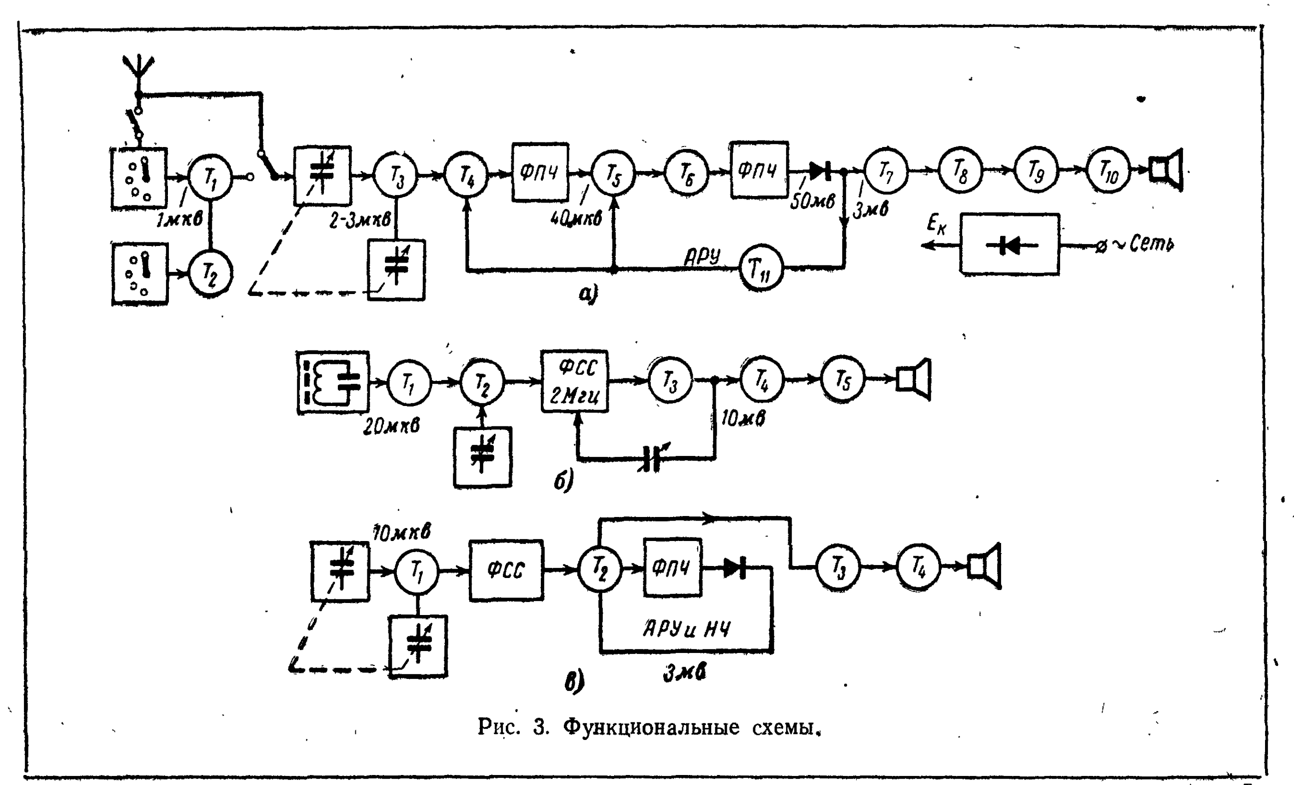


Рис. 3. Функциональные схемы.

приемник простым как в выполнении, так и в налаживании при получении достаточно хороших характеристик.

На рис. 2, *е* приведена функциональная схема, аналогичная схеме приемника «Сокол», а на рис. 2, *ж* — схема, аналогичная схеме приемников «Селга» и «Спидола» с некоторыми отличиями, позволяющими улучшить характеристики АРУ приемника, выполненного по данной функциональной схеме.

Сетевой всеволновый приемник рационально выполнять по функциональной схеме, приведенной на рис. 3, *а*. При работе на растянутых коротковолновых диапазонах применяется двойное преобразование частоты. Первый преобразователь T_1 и первый гетеродин T_2 выполняют на высокочастотных транзисторах. На диапазонах средних и длинных волн приемник работает как обычный супергетеродин с преобразователем частоты на транзисторе T_3. Для применения стандартных фильтров промежуточной частоты селекция рассредоточена между каскадами преобразователя и усилителя промежуточной частоты. Специальный каскад на транзисторе T_{11} служит для улучшения работы системы АРУ. Четырехкаскадный усилитель низкой частоты позволяет работать от пьезоэлектрического звукоснимателя. На выходе приемника применен мощный транзистор, позволяющий получить в режиме *А* выходную мощность до 0,5 *вт*. Приемник питается напряжением 12 *в* через выпрямитель от сети переменного тока.

Интересной особенностью обладает приемник, функциональная схема которого приведена на рис. 3, *б*. Он выполнен по так называемой инфрадинной схеме, благодаря чему перекрытие диапазона 150—1 600 *кгц* осуществляется без переключения контуров одним конденсатором переменной емкости (50—70 *пф*) в контуре гетеродина.

Входной контур настроен на середину принимаемого диапазона и сильно зашунтирован входным сопротивлением транзистора T_1. Промежуточная частота 2 *Мгц*. Для получения достаточной чувствительности применены апериодический каскад усиления высокой частоты и положительная обратная связь в детекторном каскаде. Существенным недостатком этого приемника является возможность появления помех по зеркальному каналу и сравнительно невысокая чувствительность из-за малой эффективности ферритовой антенны.

На рис. 3, *в* показана схема простого рефлексного приемника на четырех транзисторах. Несмотря на малое количество транзисторов, приемник, собранный по такой функциональной схеме, обладает чувствительностью, достаточной для приема мощных дальних радиостанций. Транзистор T_2 работает в качестве усилителя промежуточной и низкой частот.

Транзисторы

Подавляющее большинство транзисторов по своему назначению соответствует ламповому триоду. Несмотря на различие физических процессов, происходящих в этих двух приборах, их внешние параметры имеют много общего.

Получившие широкое распространение *r* и *h* параметры непривычны радиолюбителям, знакомым с параметрами ламп, требуют соответствующего освоения и приводят к значительным изменениям в расчетных формулах, приводимых в литературе, посвященной расчетам усилителей и приемников на лампах. Поэтому указанные недостатки привели ряд авторов к необходимости унификации системы параметров транзисторов и радиоламп.

Унифицированная система параметров позволяет рассчитывать схемы на транзисторах по формулам, известным из ламповой техники, и полностью отражает усилительные возможности транзисторов различных типов. Исходя из представлений ламповой техники, нетрудно увидеть, что полупроводниковый триод равноценен электровакуумному триоду с так называемыми «правыми» характеристиками.

Триод с правыми характеристиками — это радиолампа, анодный ток которой возникает или достигает необходимой величины только при подведении к сетке положительного напряжения. Естественно, что при этом возникает сеточный ток большей или меньшей величины. У некоторых радиоламп, например стержневых, сеточный ток появляется только при значительных положительных сеточных напряжениях (0,3—0,7 *в*), у некоторых ламп других типов он существует и при отрицательных напряжениях (0,1—0,5 *в*). Протекание тока во входной цепи эквивалентно некоторому входному сопротивлению, влияние которого должно быть учтено при расчете соответствующих схем. Одни и те же типы радиоламп могут обладать значительным разбросом сеточных токов.

Из изложенного нетрудно понять, что в систему параметров радиоламп можно было бы включить еще один параметр, — β-отношение величины анодного тока к сеточному. Очевидно, что основные параметры радиоламп: крутизна характеристики S, внутреннее сопротивление R_i и коэффициент усиления μ — практически не зависят от сеточного тока и, следовательно, от коэффициента β. Этот вывод полностью относится и к полупроводниковым триодам — транзисторам.

Действительно, транзисторы с разными значениями β обладают в большинстве схем одним и тем же коэффициентом усиления по напряжению (если учтено входное сопротивление транзистора, определяемое током базы). По значениям коэффициента β можно только отобрать транзисторы, не пригодные к применению из-за недопустимо большого тока базы. Правда, коэффициент β полезен еще и тем, что с его помощью можно рассчитать абсолютное значение тока базы, необходимое для расчета цепей смещения, и определить мощность, потребляемую цепями баз оконечных каскадов усилителей низкой частоты.

При изменении температуры катода электровакуумного триода при одном и том же напряжении сеточного смещения происходит изменение его анодного тока. Это же явление, но в значительно большей степени наблюдается у транзисторов. Как правило, температура эмиттерного перехода равна температуре окружающей среды и вследствие этого может изменяться в значительных пределах (до $\pm 50°$ С). Изменение в этих же пределах температуры катода лампы, нагретого током до 600—900° С, практически не сказывается на ее работе, так как эти изменения не превышают $\pm$10—5%.

Поэтому в транзисторных схемах необходимо прибегать к специальным мерам для стабильной работы отдельных каскадов — температурной стабилизации режима.

Зависимость параметров транзисторов от частоты также аналогична зависимости от частоты параметров радиоламп. На рис. 4 приведены эквивалентные схемы транзистора и лампового триода при работе на высоких частотах. Разница состоит в том, что у последнего вместо сопротивлений $r'_б$ и $r'_э$ в соответствующих цепях действуют индуктивные сопротивления выводов. Различные сопротивления и междуэлектродные емкости, а также различиая скорость

распространения носителей зарядов ставят различные частотные пределы применения радиоламп и транзисторов.

Так же, как и радиолампы, транзисторы по своему назначению и внешним параметрам могут быть разделены на группы.

В каскадах усиления высокой и промежуточной частот, в частотно-преобразовательных каскадах и гетеродинах приемников применяются маломощные высокочастотные транзисторы.

Они находят широкое применение также в предварительных и оконечных каскадах усилителей низкой частоты при отдаваемой мощности до 100÷200 *мвт*.

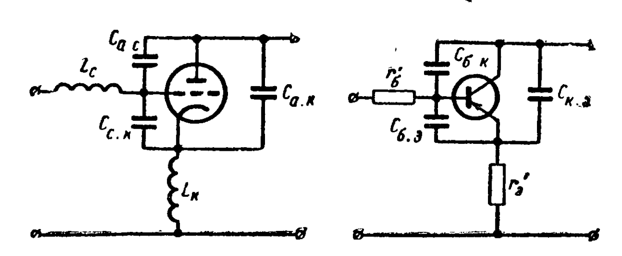


Рис. 4. Эквивалентные схемы лампового и полупроводникового триодов.

В оконечных каскадах усилителей низкой частоты мощностью до 1—10 *вт* применяются мощные низкочастотные транзисторы.

Подробно о параметрах транзисторов, их измерении, пересчете из одной системы в другую и т. д. можно прочитать в различной литературе, посвященной этим вопросам. Ниже будут приведены только основные сведения о параметрах транзисторов в системе параметров, аналогичной принятой для радиоламп, которые могут пригодиться для оценки усилительных свойств транзисторов и для упрощенных расчетов, приводимых в дальнейшем.

К основным параметрам транзисторов относятся: крутизна характеристики S (параметр, аналогичный крутизне характеристики радиолампы), определяющий усилительные свойства транзистора; внутреннее сопротивление R_i; входная проводимость $g_{вх}$ или входное сопротивление $R_{вх}$ и проводимость обратной связи $g_{обр}$. Последним параметром в простейших расчетах обычно пренебрегают. Для высокочастотных транзисторов также очень важны параметры: постоянная времени τ, распределенное сопротивление базы $r'_б$ и емкость база — коллектор $C_{б.к}$.

Так же, как у радиоламп, параметры транзисторов зависят от выбранного режима, на рис. 5, *а* приведены зависимости S, $R_{вх}$ и R_i от тока коллектора для транзистора П13А. Аналогично изменяются параметры и других транзисторов. Практически линейная зависимость параметров от тока коллектора дает возможность табличные или измеренные величины при одном значении тока коллектора легко пересчитать в значения для конкретного выбранного режима. Так, например, если при токе коллектора 1 *ма* крутизна равна 30 *ма/в*, то при токе 2 *ма* она будет 60 *ма/в*. Емкость $C_{б.к}$ зависит от напряжения на коллекторе и может зависеть от его тока только косвенно, с учетом падения напряжения на резисторе, включенном

последовательно в коллекторную цепь. Изменение этой емкости от величины коллекторного напряжения показано на рис. 5, *б*.

Кроме того, параметры транзисторов зависят от частоты, на которой они используются. У различных транзисторов при изменении частоты параметры изменяются в различной степени, что обусловливается их конструкцией. Обычно все основные параметры транзисторов измеряют на низких частотах. Однако для правильной оценки качества работы различных схем необходимо знать их параметры на той или иной рабочей частоте.

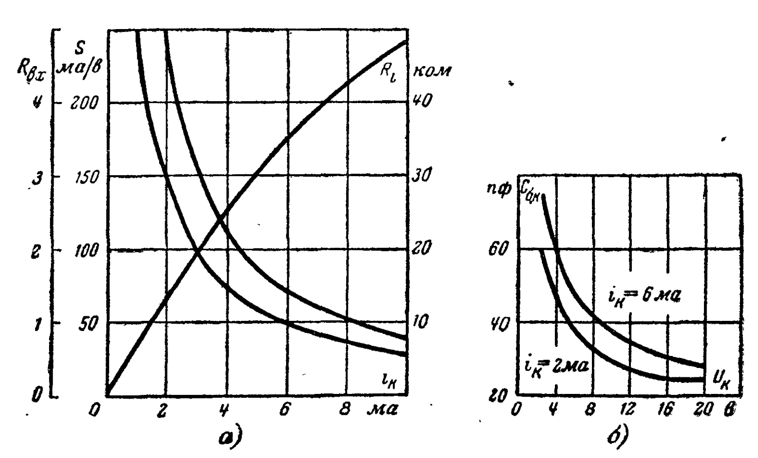


Рис. 5. Зависимость параметров транзистора от выбранного режима.

Существуют формулы для пересчета параметров транзисторов, измеренных на низких частотах, для использования их на высоких частотах, в которые входят высокочастотные параметры транзисторов $r'_б$ и τ. Однако пользоваться этими формулами не всегда удобно. Ознакомиться с ними можно в специальной литературе. Для упрощения расчетов на рис. 6 приведены графики зависимости параметров от частоты для наиболее употребительных транзисторов, а в табл. 1 — их параметры и режимы. На эти средние значения, очевидно, и следует ориентироваться при разработке отдельных каскадов на транзисторах.

Чтобы уменьшить влияние окружающей температуры на характеристики транзисторов, необходимо, насколько это возможно, стабилизировать ток коллектора, т. е. поддерживать его постоянным, при этом усилительные свойства каскада изменятся в наименьших пределах. Наиболее целесообразная схема питания транзистора, с точки зрения осуществления температурной стабилизации режимов, приведена на рис. 7, *а*.

Для перепада температуры $\pm 50°$ С и получения устойчивости усиления $\pm 10\%$, зная $\Delta U_б$ (рис. 7, *б*), можно найти, что изменение тока через резистор $R_э$ не должно превышать $\pm 10\%$, когда изменение напряжения на нем равно $\pm \Delta U_б/2$. У большинства маломощных высокочастотных и низкочастотных транзисторов $\Delta U_б \approx 0{,}2$ *в*.

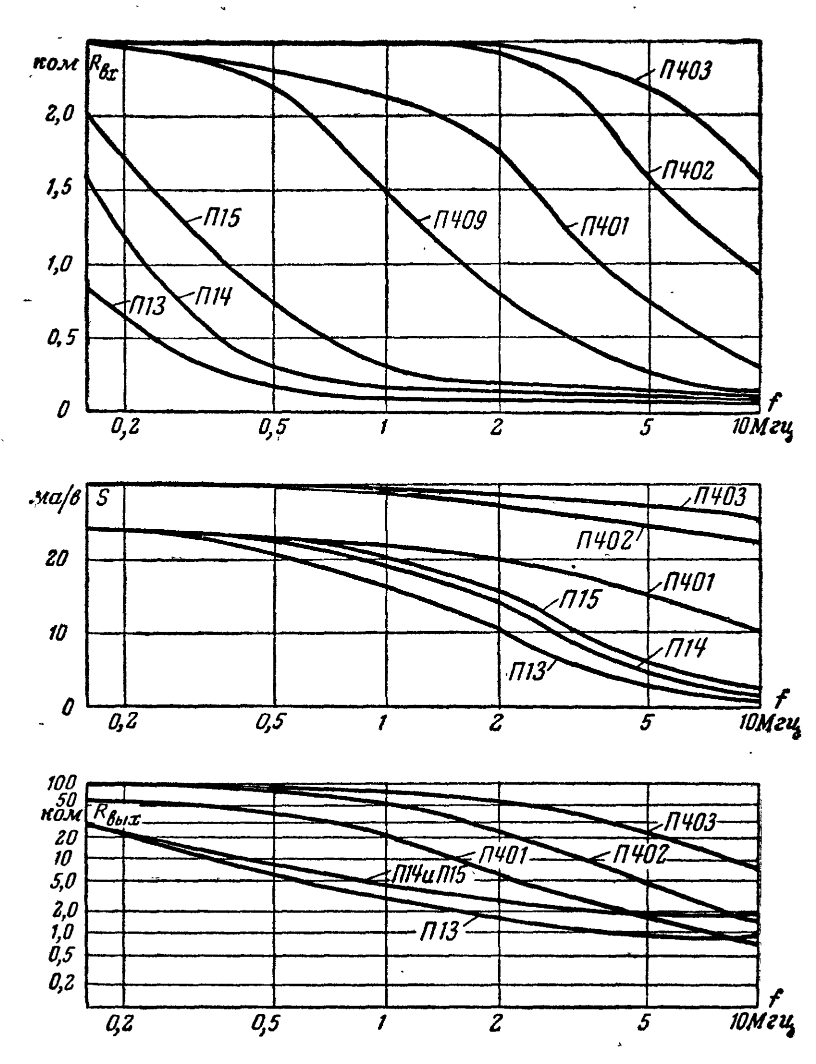


Рис. 6. Зависимость параметров транзисторов от частоты.

Таблица 1

Основные параметры транзисторов*

$E_К = 5$ *в*, $I_К = 1$ *ма*, $f_{изм} = 270$ *гц*

Транзисторы	S, *ма/в*	$R_{вх}$, *ком*	$R_{вых}$, *ком*	β, *мин*	$C_{б.к}$, *пф*	f_α, *Мгц*	$P_К$, *вт* (макс.)	$E_К$, *в* (макс.)	$I_К$, *ма* (макс.)
П13А	30	5	50	32	35	0,465	0,15	—15	50
П14	25	3	50	20	35	0,465	0,15	— 5	50
П15	25	3	50	20	35	1,5	0,15	—15	50
П401	25	3	50	24	15	45	0,1	—10	10
П402	30	3	100	24	10	80	0,1	—10	10
П403	30	3	100	24	10	110	0,1	—10	10
П407	35	1	100	20	20	20	0,03	— 6	5
П201	1 500	—	—	54	—	0,2	10	—22	1 500
П8	30	1	50	12	40	0,1	0,15	+15	50
П11	30	2	50	20	35	1,6	0,15	+10	50

* Для включения по схеме с общим эмиттером.

Отсюда минимальное падение напряжения на резисторе должно составлять 1 *в*. Сопротивления резистора $R_э$ (*ом*) можно подсчитать из выражения

$$R_э = \frac{1\,000}{I_К},$$

где $I_К$ — ток коллектора, *ма*.

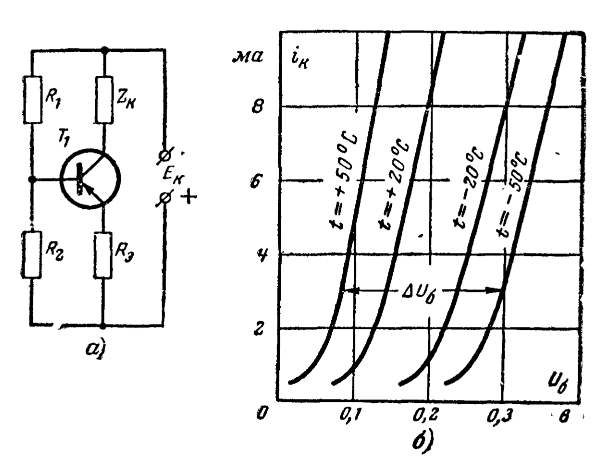


Рис. 7. Схема стабилизации транзистора и зависимость его параметров от температуры.

Резистор $R_э$ создает постоянство режимов и, следовательно, коэффициента усиления при замене транзисторов в конкретной схеме, так как разброс коллекторного тока при одном и том же напряжении смещения у различных транзисторов невелик. Чтобы избежать влияния на выбранный режим тока базы, который у различных типов транзисторов может изменяться в очень широких пределах, ток, протекающий через делитель смещения в базовой цепи каскада (R_1, R_2), выбирают большим в 5—7 раз по сравнении с максимальным током базы у данного транзистора при выбранном токе коллектора. Общее сопротивление делителя (*ком*) в базовой цепи (R_1, R_2) будет:

$$R_{1,2} = \frac{\beta E_к}{(5 \div 7)\, I_к\,[ма]},$$

Так как при выбранном сопротивлении резистора $R_э$ падение напряжения на нем составляет 1 *в*, а напряжение смещения между базой и эмиттером составляет в среднем 0,2 *в*, то напряжение на базе транзистора относительно нулевого провода должно составлять 1,2 *в*, отсюда

$$R_1 = \frac{E_к - 1,2}{E_к} R_{1,2}\ [ком];$$

$$R_2 = \frac{1,2}{E_к} R_{1,2}\ [ком],$$

где $E_к$ — напряжение на коллекторе, *в*.

Каскады усилителей низкой и высокой частот, в схемах которых сопротивления резисторов $R_э$, R_1, R_2 удовлетворяют вышеприведенным условиям, стабильно работают при замене транзисторов, а также в широком диапазоне температур без какого-либо дополнительного налаживания. В тех случаях, когда включение резистора $R_э$ по каким-либо причинам нежелательно (например, в выходном каскаде усилителя низкой частоты), температурная стабилизация рабочих точек транзисторов должна осуществляться с помощью температурнозависимых элементов (термисторов, диодов, транзисторов).

Кроме стабилизации рабочих точек транзисторов при изменении окружающей температуры в приемниках сравнительно высокого класса, для сохранения их параметров при изменении напряжения источника питания (батарей) в процессе эксплуатации следует прибегать к стабилизации напряжения смещения базовых цепей транзисторов большинства (или всех) каскадов приемника. Стабилизацию напряжения можно выполнять как по схеме, приведенной на рис. 8, *а* с дополнительной батареей смещения, так и по схеме на рис. 8, *б* со стабилизирующим диодом.

В первой схеме для предотвращения частой замены батареи смещения и возможности применения батареи малой емкости (а следовательно, и габаритов) батарея смещения подзаряжается от источника коллекторного питания через резистор R_2.

В схеме со стабилизирующими диодами для получения температурной стабилизации усилительных каскадов напряжение смещения должно быть не менее 1,2—1,4 *в*. Стабилитронов на такое напряжение нет, поэтому приходится применять последовательное включение двух кремниевых диодов (типа Д101—Д106) с использованием их прямого сопротивления. Напряжение стабилизации при этом получается около 1,4 *в* при токе через диоды 0,5—3 *ма*. При изменении напряжения питания от 9 до 4,5 *в* напряжение смещения изменяется на 10—15%. Более высокую стабильность напряжения

смещения можно получить с диодами типа Д201—Д210. Однако эти диоды имеют большие габариты и сравнительно большой ток стабилизации, что позволяет их использовать только в приемниках относительно высокого класса.

При применении диодов Д210 изменение питающего напряжения в пределах от 9 до 4 *в* приводит к изменению напряжения смещения не более чем на 2%. Для получения напряжений, смещения

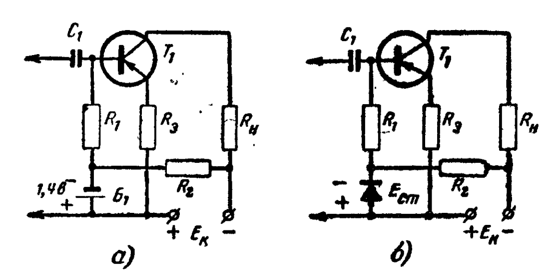


Рис. 8. Схемы стабилизации напряжения смещения.

меньшей величины — 0,15—0,25 *в* (в оконечных каскадах усилителей низкой частоты) применяются германиевые диоды Д9—Д7.

Входные цепи и контуры

Основное отличие входных контуров и контуров фильтров промежуточной частоты транзисторных приемников от аналогичных контуров ламповых приемников состоит в том, что они нагружаются относительно небольшими входными и выходными сопротивлениями

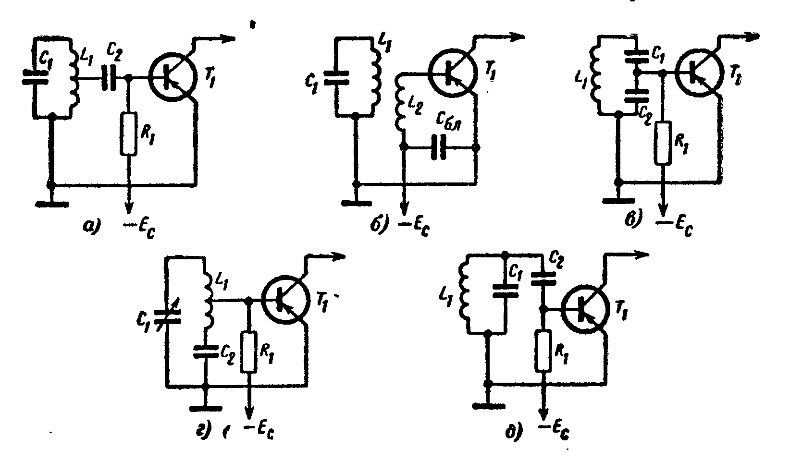


Рис. 9. Схемы согласования транзисторов с контурами.

транзисторов. Поэтому для согласования сопротивлений требуется неполное подключение входов и выходов каскадов к контурам.

Входное сопротивление часто согласуют путем автотрансформаторной связи базы транзистора с катушкой контура (рис. 9, *а*). Коэффициент включения базы в контур (p — отношение числа витков катушки до отвода к полному числу витков) определяется по формуле

$$p = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{рез}}} = \frac{n_2}{n_1},$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора на рабочей частоте;
$R_{рез}$ — резонансное сопротивление ненагруженного контура;
n_1 — число витков катушки контура;
n_2 — число витков катушки связи.

При этом получается оптимальное согласование по мощности. Однако добротность контура и, следовательно, его избирательные свойства ухудшаются в 2 раза. В ряде случаев приходится основное внимание уделять избирательным свойствам контуров в ущерб коэффициенту усиления каскада. В тех случаях, когда необходимо получить вполне определенную полосу пропускания нагруженных контуров, коэффициент включения следует рассчитывать по формуле

$$p = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{рез}}\left(\frac{\Delta f}{\Delta f_0} - 1\right)},$$

где Δf — требуемая полоса пропускания;
Δf_0 — полоса пропускания ненагруженного контура.

Подобным же способом рассчитывают коэффициенты включения и для других видов связи транзисторов с контурами. На рис. 9, *б* приведена схема индуктивной (трансформаторной) связи. Такая схема применима только при коэффициенте связи между катушками L_1 и L_2, близком к единице. В случае применения рамочной антенны или входного контура, катушка которого выполнена на каркасе без ферромагнитного сердечника, получить необходимый коэффициент связи не удается.

При малой величине связи будет низкий коэффициент передачи, а следовательно, и низкая чувствительность приемника. В этой схеме возможно образование настроенного контура, состоящего из катушки связи, емкостей монтажа и входа транзистора. Резонансная частота этого контура может оказаться в пределах принимаемого диапазона, что приведет к неравномерному коэффициенту передачи по диапазону. Если частота этого контура будет находиться за пределами принимаемого диапазона, то это может привести в отдельных случаях к помехам от радиостанций, работающих на этих частотах.

Связь с использованием емкостного делителя находит широкое применение в усилителях промежуточной частоты, контуры которых настроены на фиксированную частоту (рис. 9, *в*). В усилителях высокой частоты такая схема применяется реже, так как связь между контуром и входом транзистора здесь зависит от емкости переменного конденсатора контура. При емкостной связи под коэффициентом включения понимается отношение C_1 к C_2. Иногда этот вид связи комбинируют с трансформаторной или автотрансформаторной для выравнивания коэффициента передачи входного контура или

усиления по диапазону в усилителях высокой частоты (рис. 9, *г*).

Вариант емкостной связи, приведенной на рис. 9, *д*, применяется главным образом в усилителях промежуточной частоты и в приемниках прямого усиления с обратной связью и малым перекрытием по диапазону частот. В тех случаях, когда максимальная емкость блока переменных конденсаторов порядка 350—500 *пф*, эта связь может найти применение и в супергетеродинных приемниках.

В случае применения внешней антенны коэффициент передачи входного контура рассчитывают по обычным для ламповых приемников формулам, а затем умножают на коэффициент включения цепи базы транзистора:

$$K_т = 0{,}5pK_л,$$

где $K_л$ — коэффициент передачи входной цепи лампового приемника;

$K_т$ — то же транзисторного.

Коэффициент 0,5 учитывает уменьшение добротности входного контура при оптимальном согласовании с входным сопротивлением транзистора.

При применении ферритовых антенн сначала определяют действующую высоту антенны по формуле

$$h_д = 1{,}7 \cdot 10^{-6} fd^2 n\mu,$$

где $h_д$ — действующая высота антенны, *м*;

f — частота, *Мгц*;

d — диаметр стержня антенны, *см*;

n — число витков катушки;

μ — коэффициент, определяющий магнитные свойства сердечника, для большинства применяемых в транзисторных приемниках антенн (с отношением длины сердечника к его диаметру $\geqslant 10$) $\mu \approx 75$.

Затем рассчитывают напряжение на базе входного транзистора для случая оптимального согласования:

$$U_{вх} = 0{,}5EQ_0\,p\,h_д,$$

где E — заданная чувствительность приемника, *мкв/м*;

Q_0 — добротность ненагруженного контура ферритовой антенны.

Разумеется, оптимальное согласование возможно лишь в одной точке диапазона, поэтому согласование обычно выполняют на средней частоте каждого поддиапазона приемника.

Дополнительные отводы во входных контурах, предназначенные для согласования нагрузок, приводят к необходимости усложнять переключатель диапазона приемника. Обычно применяемая схема коммутации входных контуров транзисторного приемника с ферритовой антенной приведена на рис. 10. Эта схема применяется в ряде промышленных приемников («Нева», «Атмосфера»). В радиолюбительских приемниках такое усложнение переключателя иногда вызывает необходимость отказаться от второго диапазона.

На рис. 11 приведен ряд схем коммутации входных контуров упрощенного типа. В них принят укороченный длинноволновый диапазон (150—300 *кгц*). В схемах на рис. 11, *а* и *б* показано расположение катушек на стержне магнитной антенны для получения оптимальных условий работы. В схемах на рис. 11, *в* и *г* на стержень антенны намотаны всего два витка провода, что упрощает комму-

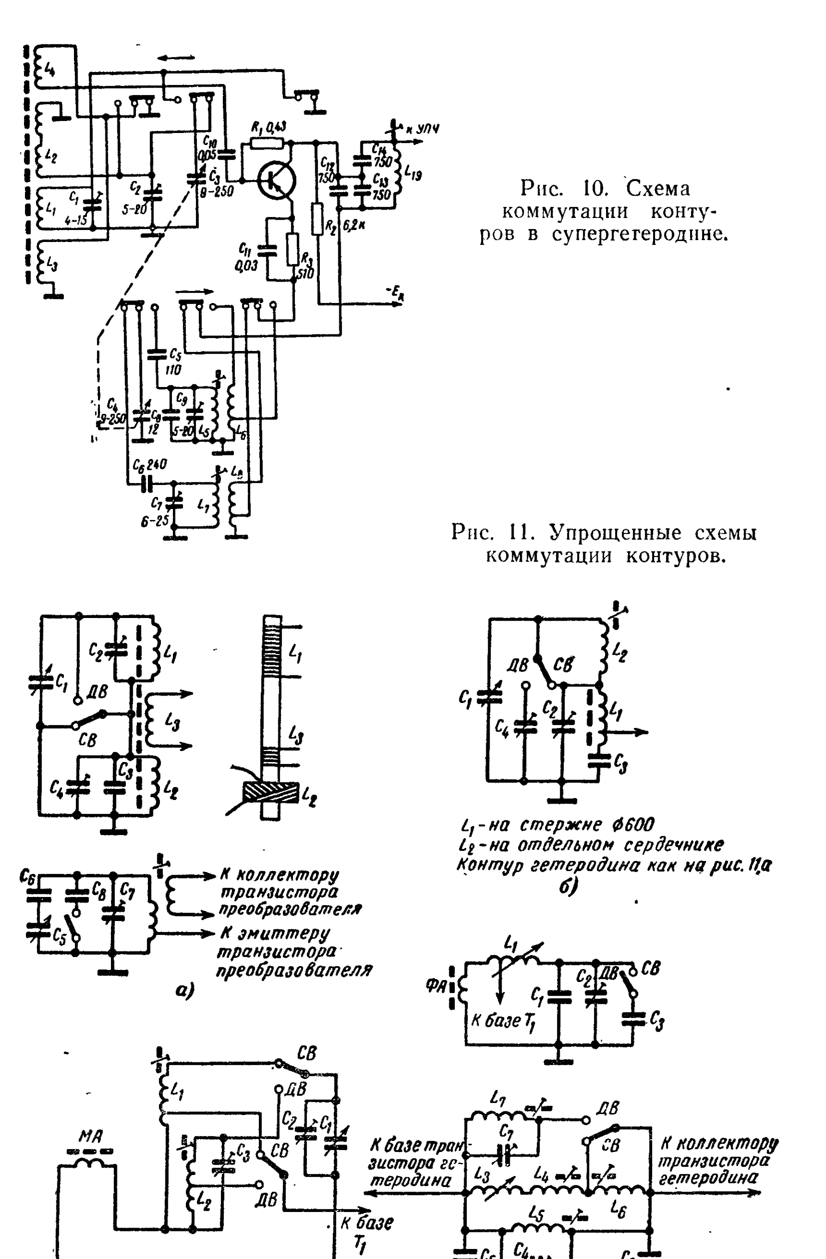


Рис. 10. Схема коммутации контуров в супергетеродине.

Рис. 11. Упрощенные схемы коммутации контуров.

Тип сердечника и каркаса	Число витков катушки входного контура					
	Средние волны, $C_{макс}$, *пф*			Длинные волны, $C_{макс}$, *пф*		
	150	250	500	150	250	500
СБ-1А	160	125	98	—	—	290
СБ-М	165	130	100	—	—	290
Двухсекционный с ферритовым подстроечником	2×85	2×65	2×50	—	—	—
Четырехсекционный с ферритовым подстроечником	4×75	4×60	4×43	—	4×70	4×120
Кольцо Ф-600, 2×0,05×7 *мм*	145	115	80	500	390	270
Стержень Ф-600, $d = 8$ *мм*, $l = 100$ *мм*	100	75	50	5×65	5×55	4×45
Стержень Ф-600, $d = 8$ *мм*, $l = 160$ *мм*	90	60	42	5×60	5×50	4×40

тацию (по сравнению со схемой на рис. 10) и позволяет в качестве элемента настройки применять ферровариометр. Такой способ включения магнитной антенны снижает ее эффективность, но в тем меньшей степени, чем меньше добротность катушек L_1, L_2 отличается от добротности тех же катушек при выполнении их на ферритовом стержне. Некоторые другие виды коммутации контуров приведены в разделе «Преобразователи частоты».

Количества витков катушек входных и гетеродинных контуров на различных ферритовых стержнях и ферромагнитных сердечниках приведены в табл. 2.

В этой же таблице приведено число витков контуров промежуточной частоты. В ряде случаев имеет смысл выполнять катушки контуров промежуточной частоты на умышленно сломанных, а затем склеенных с зазором 0,05—0,10 *мм* ферритовых кольцах диаметром 7 *мм*. При начальной магнитной проницаемости сердечников, равной 600, и указанных зазорах добротность катушек на частоте 465 *кгц* достигает 140.

Усилители высокой и промежуточной частоты

Избирательность по соседнему каналу и чувствительность супергетеродинного приемника в основном определяются характеристиками тракта усиления промежуточной частоты. Так как промежуточная частота должна лежать вне принимаемого диапазона частот, то

ных катушек

Таблица 2

Число витков катушки контура гетеродина						Число витков катушки контура ПЧ			$L_{св.э}/L_{св.к}$, число витков	
Средние волны $C_{макс}$, *пф*			Длинные волны, $C_{макс}$, *пф*			(для $f_{пр}$ = 465 *кгц*) C, *пф*				
150	250	500	150	250	500	250	500	1 000	СВ	ДВ
120	105	75	175	145	110	150	110	80	2/7	2/7
125	110	75	180	150	115	155	115	82	2/7	2/7
2×60	2×50	2×40	2×90	2×70	2×55	2×80	2×50	2×40	2/10	2/10
4×60	4×40	4×30	4×80	4×60	4×45	4×70	4×50	4×35	3/15	3/15
110	85	60	170	135	95	130	89	61	2/10	2/10
Емкость сопрягающего конденсатора, *пф*						Катушка связи базы транзистора с контуром, число витков				
150	270	500	75	91	180	—	—	—	10	20
Емкость подстроечного конденсатора, *пф*										
—	—	10	12	22	43	—	—	—	8	16

у большинства современных приемников она имеет значения в пределах 110—128 и 445—472 *кгц*.

Необходимая полоса пропускания и избирательность по соседнему каналу достигаются соответствующим выбором добротности контуров усилителя. Требуемая добротность контуров легко может быть получена для обоих значений промежуточных частот, поэтому промежуточную частоту в ламповом приемнике обычно выбирают, исходя из необходимой избирательности по зеркальному каналу.

В транзисторных приемниках приходится считаться с изменениями параметров транзисторов от частоты (рис. 6), что накладывает дополнительные требования на выбор промежуточной частоты. При отсутствии нейтрализации емкости база — коллектор максимальный коэффициент усиления по напряжению одного каскада на транзисторе, включенного по схеме с общим эмиттером и при оптимальном согласовании цепи базы должен удовлетворять неравенствам.

$$K_{макс} < \sqrt{\frac{2S}{C_{б.к}\, 2\pi f}}$$ — для однокаскадного усилителя;

$$K_{макс} < 0{,}6 \sqrt{\frac{2S}{C_{б.к}\, 2\pi f}}$$ — для многокаскадного усилителя,

где S — крутизна характеристики транзистора, которая определяется по графикам на рис. 6 в зависимости от частоты (*а*/*в*);

$C_{б.к}$ — емкость перехода база — коллектор, *ф*;
f — частота, на которой работает усилительный каскад, *гц*.

В обоих случаях под коэффициентом усиления подразумевается отношение напряжения на контуре, включенном в цепь коллектора, к напряжению на контуре, включенном в цепь базы, при одинаковых контурах. Нетрудно убедиться, что для транзисторов П15 он равен 50 на частоте 110 *кгц* и 25 на частоте 465 *кгц*, а для транзисторов П402 — соответственно 100 и 50.

Для получения чувствительности приемника 0,5 *мв/м* (достаточной для приема большего количества отдаленных радиостанций на магнитную антенну) коэффициент усиления высокочастотного тракта должен быть около 1 000.

Очевидно, эта величина может быть достигнута в двухкаскадном усилителе ПЧ на частоте 110 *кгц* для транзисторов П15 (при этом приходится мириться с понижением избирательности по зеркальному каналу) и на частоте 465 *кгц* для транзисторов П402.

Так как коэффициент усиления каскада ограничивается требованием отсутствия самовозбуждения, приходится прибегать к частичному подключению контура в коллекторную цепь транзистора или снижать резонансные сопротивления контуров. Это позволяет не учитывать шунтирующее действие выходного сопротивления транзисторов и упрощает расчет усилительного каскада. Оптимальное согласование контура (в цепи базы) с входным сопротивлением транзистора достигается при условии

$$p_1 = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{рез1}}},$$

где p_1 — коэффициент включения контура в базовой цепи транзистора;
$R_{вх}$ — входное сопротивление транзистора;
$R_{рез1}$ — резонансное сопротивление ненагруженного контура.

Тогда коэффициент включения контура в коллекторной цепи будет:

$$p_2 = \sqrt{\frac{K_{макс}}{SR_{рез2}}},$$

где p_2 — коэффициент включения контура в коллекторной цепи транзистора;
S — крутизна характеристики транзистора на данной частоте;
$R_{рез2}$ — резонансное сопротивление нагруженного контура в цепи коллектора.

При малом резонансном сопротивлении контуров и полном включении их в коллекторные цепи приходится отходить от условий оптимального согласования контура в цепи базы с транзистором. В этом случае коэффициент включения следует определить из выражения

$$p_1 = \sqrt{\frac{1}{R_{рез1} R_{рез2} S \, 2\pi f C_{б.к}}}$$

сначала для второго каскада (при двухкаскадном усилителе промежуточной частоты), а после определения резонансного сопротивле-

ния контура L_2C_2 (рис. 12) с учетом влияния входного сопротивления транзистора T_2 по формуле

$$R_{\text{рез}2} = \frac{\frac{R_{\text{вх}}}{p_1^2} R_{\text{рез}1}}{\frac{R_{\text{вх}}}{p_1^2} + R_{\text{рез}1}}$$

и для первого.

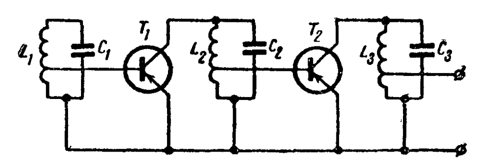


Рис. 12. Двухкаскадный усилитель промежуточной частоты (цепи постоянного тока отсутствуют).

Аналогично рассчитывают коэффициент включения базы транзистора T_1. Во всех приведенных расчетах допускается, что коэффициент усиления одного каскада при практическом выполнении равен предельному. Необходимый запас устойчивости усиления будет обеспечен, если при расчетах максимального усиления пользоваться параметрами транзисторов (крутизна характеристики), приведенными на рис. 6, так как при построении его были взяты крайние значения параметров, большинство которых, например емкость база — коллектор, на самом деле примерно в 1,5 раза меньше.

Избирательность усилителя промежуточной частоты рассчитывают по обычным формулам для ламповых приемников. При расчете следует учитывать реальную добротность контуров, нагруженных входными сопротивлениями транзисторов.

Коэффициент усиления всего усилителя, т. е. отношение напряжения на входе детекторного каскада к напряжению на базе первого каскада усилителя ПЧ, равен:

$$K = K_1 p_1 K_2 p_2, \ldots, K_n p_n p_{\text{д}}.$$

При применении схемы включения транзисторов с общей базой их входные и выходные сопротивления изменяются и на частотах диапазонов средних и длинных волн имеют в среднем следующие значения: $R_{\text{вх}} = 60 \div 30$ *ом*; $R_{\text{вых}} = 500 \div 2\,000$ *ком*.

Значительное выходное сопротивление позволяет в большинстве случаев осуществлять полное включение контуров в коллекторные цепи. Допустимый коэффициент усиления ($U_{\text{к}}/U_{\text{э}}$) значительно возрастает, тогда как общий коэффициент усиления остается прежним из-за малых величин коэффициентов включения эмиттерных цепей транзисторов.

На рис. 13 приведена схема двухкаскадного усилителя промежуточной частоты на транзисторах, включенных по схеме с общей базой. Необходимость в малых коэффициентах включения цепи эмиттера в соответствующие контуры не всегда позволяет воспользо-

ваться индуктивной (автотрансформаторной) связью, поэтому в рассматриваемой схеме часто приходится применять емкостную связь.

Большая емкость эмиттер — база позволяет исключить конденсаторы C_2, C_4 (обозначенные на схеме пунктиром).

Коэффициент усиления каскада, выполненного по схеме с общей базой, равен:

$$K = SR'_{\text{рез}},$$

где $R'_{\text{рез}}$ — сопротивление нагруженного контура.

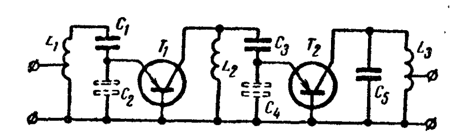


Рис. 13. Усилитель промежуточной частоты по схеме с общей базой (цепи постоянного тока отсутствуют).

Предельный устойчивый коэффициент усиления каскада должен быть:

$$K < \sqrt{\frac{2S}{C_{\text{э.к}}\, 2\pi f}},$$

где $C_{\text{э.к}}$ — емкость эмиттер — коллектор транзистора. Емкость $C_{\text{э.к}}$ у высокочастотных транзисторов обычно в 5—10 раз меньше емкости $C_{\text{б.к}}$, например для транзистора П403 емкость $C_{\text{э.к}}$ лежит в пределах 1—1,5 *пф*. Поэтому такие усилители работают весьма стабильно. Однако трудности получения требуемого коэффициента включения и небольшой коэффициент усиления по мощности ограничивают область применения таких усилителей.

К узкополосным (резонансным) усилителям ПЧ относится и схема усилителя, приведенная на рис. 14. Это так называемая каскодная схема, отличительные особенности которой состоят в относительно высоком входном сопротивлении, практически полном отсутствии реакции через проходную емкость выходного контура на входной и очень большом выходном сопротивлении. Последнее обстоятельство позволяет применять в каскадах усиления ПЧ стандартные фильтры ПЧ с малыми емкостями в контуре. При изготовлении каскодных схем необходимо следить за тем, чтобы емкость монтажа (вход — выход усилителя) была малой. Так, например, при близком расположении транзисторов T_1 и T_2, входящих в схему, между ними следует устанавливать экран, Каскодные схемы находят широкое применение в диапазонных усилителях высокой частоты.

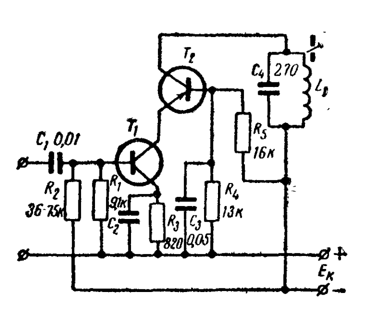


Рис. 14. Усилитель промежуточной частоты, выполненной по каскодной схеме.

Коэффициент усиления каскодных схем равен: $K = SR'_{\text{рез}}$ (база первого транзистора — коллектор второго) или $K = p_1 SR'_{\text{рез}}$ (с контура на контур), где p_1 — коэффициент включения базы первого транзистора.

Как уже упоминалось при рассмотрении функциональных схем транзисторных приемников прямого усиления, в большинстве из них в качестве единственного избирательного элемента служит контур,

катушка которого намотана на стержне ферритовой антенны. Это дает возможность применять широкополосные (апериодические) усилители высокой частоты, которые обладают несомненной простотой по сравнению с узкополосными усилителями, в которых за каждым усилительным каскадом следуют настроенные контуры.

Благодаря большой крутизне характеристики современных высокочастотных транзисторов широкополосный усилительный каскад обладает сравнительно большим коэффициентом усиления (15—150) и весьма прост в изготовлении и налаживании.

На рис. 15 приведены схемы широкополосных усилителей высокой частоты. Эти же схемы можно использовать для усиления промежуточной частоты в супергетеродинных приемниках. В схеме, приведенной на рис. 15, *а*, напряжение высокой частоты с части контурной катушки L_1, намотанной на стержне ферритовой антенны или контура промежуточной частоты, через разделительный конденсатор C_2 подводится к базе транзистора T_1, в коллекторной цепи которого включены нагрузочный резистор R_2 и детекторный каскад на диодах $Д_1$ и $Д_2$ по схеме удвоения напряжения. Эту схему следует применять в тех случаях, когда напряжение питания коллектора имеет значительную величину 6—9 *в*, при этом оказывается возможным выбрать сопротивление резистора R_2 сравнительно большим (4—7 *ком*).

При малых уровнях сигнала коэффициент усиления такого усилителя определяется только сопротивлением нагрузки транзистора, так как в этом случае входное сопротивление детекторного каскада велико (20—30 *ком*) и практически не шунтирует сопротивление нагрузки. При больших уровнях сигнала входное сопротивление детекторного каскада уменьшается до 1—2 *ком* и транзистор работает практически только на входное сопротивление детектора. Коэффициент усиления приведенной схемы лежит в пределах 30—150 в зависимости от частоты и типа транзистора. Температурная стабилизация режима осуществляется резистором R_1, включенным между коллектором и базой транзистора, благодаря возникающей при этом отрицательной обратной связи по постоянному току.

При низком питающем напряжении для этих же целей применяют схему, показанную на рис. 15, *б*. В коллекторной цепи транзистора включен дроссель $Др_1$ индуктивность 2—5 *мгн*, выполненный на тороидальном ферритовом сердечнике ($\mu = 1\,000$) диаметром 7—10 *мм*.

Благодаря шунтирующему действию резистора R_4 дроссель обеспечивает работу транзистора в широком диапазоне частот.

На рис. 15, *в* приведена схема двухкаскадного широкополосного усилителя высокой частоты, где первый и второй каскады аналогичны усилителю, показанному на схеме рис. 15, *а*. Усилитель прост в изготовлении и налаживании и имеет коэффициент усиления (400—1 000), достаточный для хорошей работы детекторного каскада, даже при приеме относительно слабых сигналов. Еще лучшие результаты можно получить от схемы на рис. 15, *г*. Применение трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ позволяет получить лучшие, чем в предыдущей схеме, условия согласования выхода транзистора T_1 с входом транзистора T_2 и выхода транзистора T_2 с входным сопротивлением детекторного каскада, а следовательно, большее усиление на каскад.

Широкополосные усилители высокой частоты можно применять не только в приемниках прямого усиления, но и в супергетеродинах. Примером этому может служить схема, изображенная на рис. 16. Для нормальной работы преобразователя частот сопротивление на-

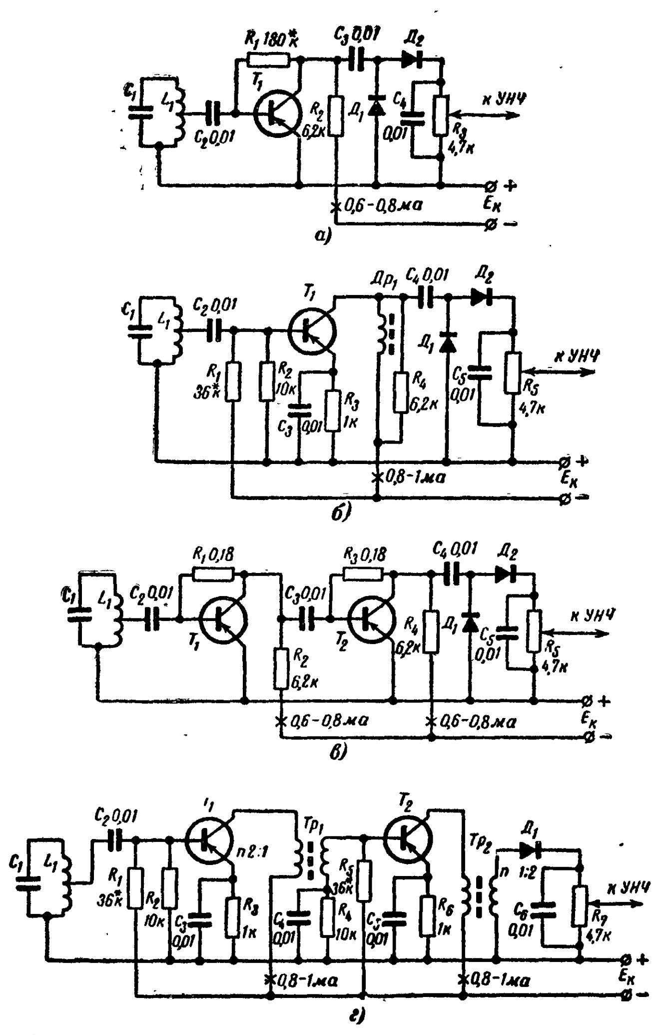


Рис. 15. Схема широкополосных усилителей высокой (промежуточной) частоты.

грузки транзистора T_1 должно быть не более 500 *ом*; коэффициент усиления такого каскада при применении транзисторов П402 или П403 в диапазоне средних волн составляет 15—30. Менее высокочастотные транзисторы для работы в усилителе по такой схеме непригодны.

При использовании широкополосных усилителей в качестве усилителей ПЧ супергетеродинных приемников (выполняемых, напри-

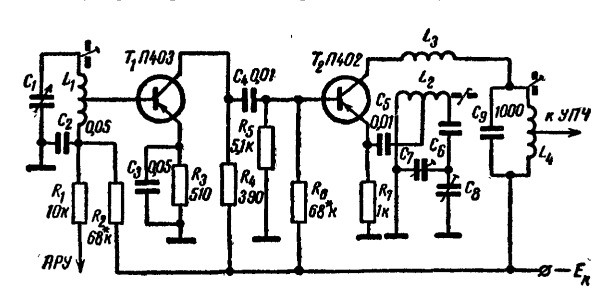


Рис. 16. Схема усилителя высокой частоты и преобразовательного каскада супергетеродинного приемника.

мер, по функциональным схемам на рис. 2, 3, *г*) следует учитывать, что из-за широкой полосы пропускания напряжение частоты гетеродина, просочившееся через фильтр сосредоточенной селекции, может перегрузить усилитель и тем самым снизить его усиление. Это

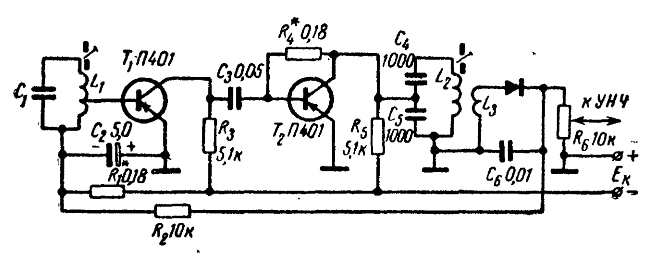


Рис. 17. Схема усилителя промежуточной частоты приемника «Атмосфера».

особенно относится к двухкаскадным усилителям. При автоматической регулировке усиления выделившаяся на детекторе АРУ постоянная составляющая может запереть охваченный АРУ транзистор и резко снизить усиление всего тракта или привести к релаксационным колебаниям в системе АРУ.

Более устойчиво работает усилитель ПЧ по схеме на рис. 17. Эта схема нашла применение в серийно выпускаемом приемнике «Атмосфера». Применение на выходе усилителя настроенного контура $L_2C_4C_5$ сужает полосу пропускания второго каскада до 80—40 *кгц* и, следовательно, исключает возможность усиления сигналов, отли-

чающихся от промежуточной частоты. Коэффициент усиления приведенной схемы можно несколько увеличить путем лучшего согласования транзистора T_2 с транзистором T_1 введением в качестве элемента междукаскадной связи трансформатора или автотрансформатора (рис. 15) и более правильного согласования транзистора T_2 с детекторным каскадом, как это сделано в приемниках «Гауйя» и «Нева». При этом одновременно несколько возрастает избирательность тракта усилителя промежуточной частоты благодаря меньшему шунтированию контура $L_2C_4C_5$ входным сопротивлением детектора при приеме сигналов с большим уровнем.

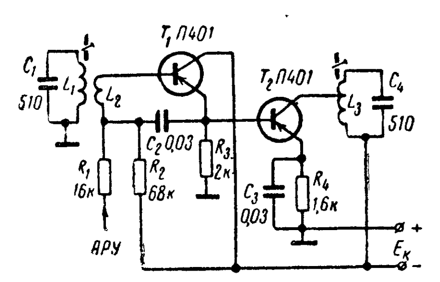


Рис. 18. Схема усилителя промежуточной частоты высокой устойчивости.

Интересной особенностью обладает схема усилителя ПЧ, предложенная Ю. В. Шашиным (рис. 18). Из-за того, что нагрузка первого каскада включена в коллекторную цепь со стороны эмиттера транзистора, напряжение на нагрузке усилителя по фазе совпадает с входным напряжением. Напряжение с выхода второго каскада будет попадать на вход первого каскада, например из-за связи между первым и последним контурами, в противоположной фазе, что увеличивает стабильность усилителя, осуществляя как бы автоматическую нейтрализацию проходной емкости. При непосредственной связи базы второго транзистора с эмиттером первого, оба каскада охватываются автоматической регулировкой усиления при подведении напряжения АРУ только к базе 1-го каскада. Чтобы первый каскад работал в схеме с общим эмиттером, связь его базовой цепи с контуром должна обязательно быть трансформаторной.

Детекторные каскады и схемы АРУ

В большинстве современных транзисторных приемников применяется диодное детектирование. Работа полупроводниковых диодов в детекторных каскадах транзисторных приемников существенно отличается от работы аналогичных диодов в ламповых приемниках. Это отличие заключается в том, что детекторные каскады, как правило, работают при малых значениях подводимого высокочастотного напряжения (30—300 *мв*) и с малыми сопротивлениями нагрузки (2—15 *ком*). Это вызвано, во-первых, необходимостью согласования детекторного каскада с входом транзисторного усилителя НЧ, входное сопротивление которого лежит в указанных пределах, и, во-вторых, стремлением получить максимальную чувствительность приемника при минимальном усилении в тракте ВЧ.

При применении диодов, например, Д9Е, Д2Б при небольшом положительном смещении и напряжении сигнала, подводимого к детектору 50—100 *мв* (с глубиной модуляции 30—80%), нелинейные искажения не превышают 2—5%, что вполне допустимо при работе приемника у порога чувствительности. С повышением напряжения сигнала 0,2—0,3 *в* с нелинейными искажениями детекторного каска-

да практически можно не считаться. Напряжение низкой частоты на выходе детекторного каскада выражается формулой

$$U_{н.ч} = U_{в.ч}\, m K_д,$$

где m — коэффициент модуляции;
$K_д$ — коэффициент передачи детектора;
$U_{в.ч}$ — напряжение высокой частоты.

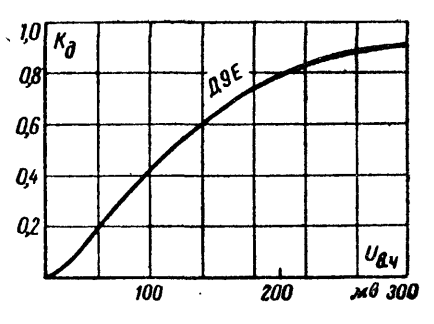


Рис. 19. Зависимость коэффициента передачи диодного детектора от входного напряжения высокочастотного сигнала.

Коэффициент передачи детектора зависит практически линейно от подводимого напряжения и изменяется от 0 до 0,9 при изменении напряжения от 0 до 0,3 *в*, например при 0,1 *в* $K_д$=0,4 (рис. 19).

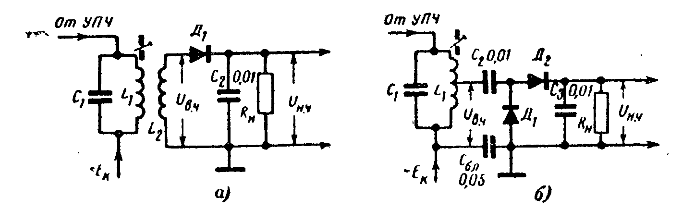


Рис. 20. Схемы диодных детекторов.

а — однополупериодная; *б* — двухполупериодная с удвоением напряжения.

Входное сопротивление диодного детектора, выполненного по схеме на рис. 20, *а*, определяется из выражения

$$R_{вх} = \frac{R_н}{2K_д},$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки.

Очевидно, что с изменением входного напряжения будет изменяться и входное сопротивление детекторного каскада. Этим можно воспользоваться для автоматической регулировки усиления при приеме слабых сигналов, когда величина постоянного напряжения на входе детекторного каскада недостаточна для того, чтобы сместить рабочую точку транзистора на участок с меньшей крутизной

характеристики. Для получения эффекта автоматической регулировки усиления при малых сигналах необходимо, чтобы последний каскад усиления промежуточной частоты работал непосредственно на входное сопротивление детекторного каскада, которое, уменьшаясь с увеличением входного напряжения, снижает коэффициент усиления транзисторного каскада.

Для максимального использования усилительных свойств каскадов усиления высокой или промежуточной частоты следует считать минимальным напряжением, подводимым к детектору, 30—60 *мв*. При этом коэффициент передачи детектора составляет приблизительно 0,1 и коэффициент включения детекторного каскада в контур можно подсчитать по формуле

$$p_д = \sqrt{\frac{R_н}{0,2R_{рез}}},$$

где $R_{рез}$ — эквивалентное сопротивление ненагруженного контура.

В любом другом случае

$$p_д = \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_{рез}}},$$

Применение детекторного каскада по схеме на рис. 20, *а* не всегда желательно из-за большого уровня высокочастотного напряжения, «просачивающегося» на выход детектора. Это напряжение, дополнительно усиливаясь в усилителе низкой частоты, часто приводит к возникновению самовозбуждения. Особенно заметно влияние этого «просачивания» в приемниках прямого усиления при работе на низкочастотном конце диапазона из-за возможной связи между ферритовой антенной и выходным трансформатором или громкоговорителем.

На рис. 20, *б* приведена схема двухполупериодного детекторного каскада, позволяющая в значительной мере устранить указанный недостаток. При этом напряжение низкой частоты на выходе каскада составляет:

$$U_{н.ч} = 2U_{в.ч}\, mK_д,$$

а входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{R_н}{4K_д}.$$

Применение схемы, приведенной на рис. 20, *б*, позволяет непосредственно подключить детекторный каскад к выходу усилителя высокой (промежуточной) частоты.

Кроме диодных детекторов, в экономичных малогабаритных приемниках применяются триодные детекторы с совмещением выпрямительных и усилительных свойств в одном транзисторе.

На рис. 21, *а* приведена схема детекторного каскада, пригодного для применения как в приемниках прямого усиления, так и в супергетеродинах. Детектор, выполненный по этой схеме, работает аналогично ламповому сеточному детектору и обладает высокой чувствительностью к малым сигналам. Транзистор обязательно должен быть высокочастотный (П401—П403).

Применение положительной обратной связи (рис. 21, *б*) позволяет значительно повысить чувствительность детекторного каскада

и благодаря этому уменьшить количество каскадов усиления высокой или промежуточной частоты или даже совсем отказаться от них. Коэффициент включения базы транзистора в контур выбирается порядка 0,2—0,5. Именно это обстоятельство позволяет получить значительное усиление от действия обратной связи. Эта схема при применении транзистора П403 позволяет использовать детектор вплоть до частот коротковолнового диапазона [1].

Схемы детекторов на транзисторах, аналогичных ламповому анодному детектору, несмотря на некоторое их распространение,

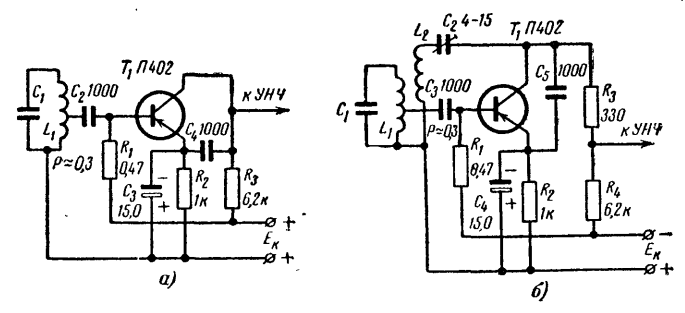


Рис. 21. Схемы детекторных каскадов на транзисторах.

а — триодный детектор; *б* — с обратной связью.

применять нецелесообразно из-за меньшего усиления, больших трудностей установления оптимальной рабочей точки и плохой температурной стабильности.

Выпрямленное напряжение несущей частоты принимаемой радиостанции в транзисторных приемниках, так же как и в ламповых, используется для автоматической регулировки усиления (АРУ).

В простейшем случае регулировкой охватывается один каскад усиления промежуточной (высокой) частоты. Так как для уменьшения крутизны характеристики транзисторов типа *р-п-р* необходимо положительное напряжение смещения, то диод детекторного каскада должен быть включен в соответствующей полярности. На схемах рис. 20 положительное напряжение регулировки может быть снято с сопротивления нагрузки детектора.

Ток базы транзистора — усилителя высокой частоты, во-первых, уменьшает степень регулировки из-за потерь в фильтре АРУ и, во-вторых, при подсоединении нескольких базовых цепей (через соответствующие фильтры) к детекторному каскаду уменьшается его коэффициент передачи вследствие уменьшения сопротивления нагрузки, шунтируемой сопротивлениями фильтров. По этим причинам в транзисторных приемниках прибегают к несколько иным схемным решениям, чем в ламповых.

На рис. 22 приведена система эффективно действующей автоматической регулировки усиления. Здесь выпрямленное напряжение сигнала снимается с резисторов нагрузки R_7 детекторного каскада, выполненного на диоде $Д_1$, и через фильтр звуковых частот

[1] При этом, однако, следует иметь в виду, что стабильность работы таких приемников обычно получается низкой, а их налаживание сложным.

R_6C_2 подводится к базе транзистора T_1 первого каскада усиления промежуточной частоты. При отсутствии сигнала рабочая точка транзистора T_1 устанавливается с помощью резистора R_2. При увеличении входного напряжения промежуточной частоты отрицательное смещение на базе T_1 уменьшается, что приводит к уменьшению тока коллектора транзистора, уменьшению крутизны характеристи-

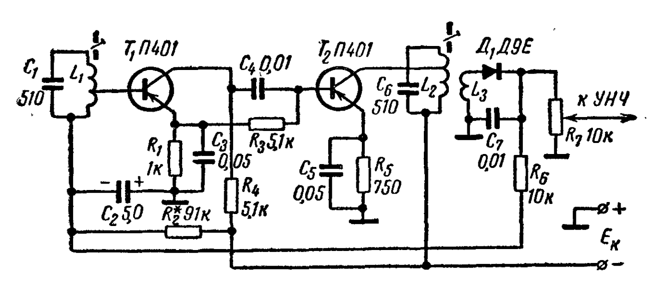


Рис. 22. Схема автоматической регулировки усиления.

ки и, следовательно, к снижению усиления первого каскада. Рабочая точка второго транзистора T_2 определяется падением напряжения на резисторе R_1 в цепи эмиттера первого транзистора. При уменьшении тока через резистор R_1 напряжение смещения уменьшается, перемещая рабочую точку транзистора T_2 на участок с

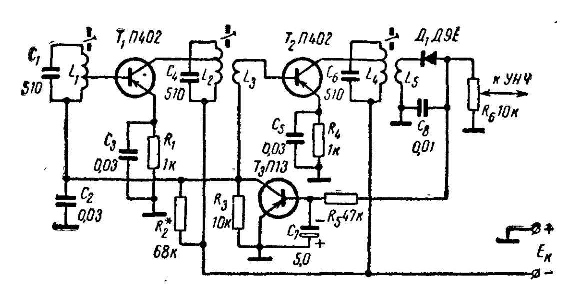


Рис. 23. Схема автоматической регулировки усиления высокой эффективности.

меньшей крутизной и тем самым снижая усиление второго каскада. Таким образом, подавая напряжение АРУ от детекторного каскада только на базу первого транзистора, регулировкой охватываются оба усилительных каскада.

Но даже и в этой схеме ток смещения первого транзистора протекает через диод детекторного каскада, создавая некоторое смещение его рабочей точки, приводящее иногда к снижению чувствительности приемника, особенно к слабым сигналам. На рис. 23 представлена схема высокочастотного тракта приемника с автоматической регулировкой усиления без указанного недостатка. Для этой цели и в целях создания усиленной, задержанной АРУ при-

меняется низкочастотный транзистор T_3 в качестве усилителя постоянного тока. Глубина регулировки усиления в этой схеме такова, что при изменении сигнала на входе до 400 раз напряжение низкой частоты на выходе детектора изменяется не более чем в 2 раза.

Однако все схемы АРУ с изменением базового смещения высокочастотных транзисторов имеют общий недостаток, заключающийся в том, что при изменении рабочей точки транзистора изменяются его входное сопротивление и входная емкость, которые

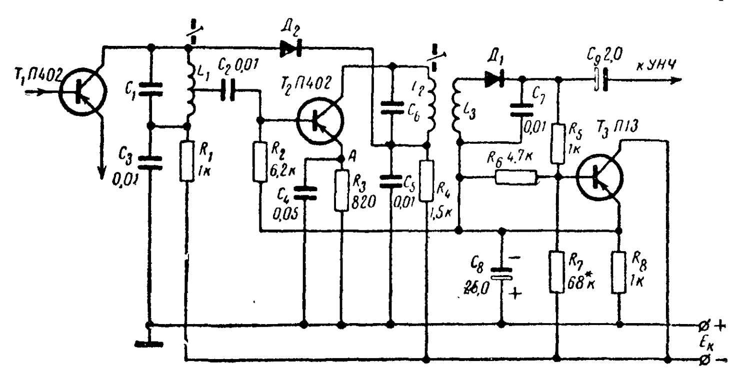


Рис. 24. Схема автоматической регулировки усиления с использованием шунтирующего диода.

изменяют полосу пропускания и настройку контура, к которому подключена базовая цепь транзистора, причем с увеличением сигнала полоса пропускания контура уменьшается, а изменение настройки приводит к появлению провалов в частотной характеристике усилителя промежуточной частоты. Это может привести к заметным искажениям при приеме местных станций.

Другой вид АРУ представляет собой метод шунтирования одного или нескольких контуров резисторами, сопротивления которых зависят от уровня принимаемых сигналов. В качестве таких резисторов обычно применяют полупроводниковые диоды, сопротивление которых зависит от подводимого напряжения. Так как диод при отпирании потребляет некоторую мощность и не может быть подсоединен непосредственно к резистору нагрузки детектора АРУ, обычно для усиления мощности подводимого к диоду напряжения используется транзисторный каскад. Часто функции усилителя постоянного напряжения выполняет транзистор — усилитель промежуточной частоты.

На рис. 24 показана схема АРУ с использованием рассматриваемого способа. Выпрямленное напряжение сигнала несущей частоты подводится к базе транзистора T_3, а усиленное им напряжение с резистора R_8 через резистор R_2 подводится к базе транзистора T_2 усилителя промежуточной частоты. Конденсатор C_8 фильтрует напряжение низкой частоты. Изменение коллекторного тока транзистора T_2 приводит к уменьшению крутизны его характеристики и, следовательно, к уменьшению коэффициента усиления,

Одновременно с этим при уменьшении тока коллектора транзистора T_2 уменьшается падение напряжения на резисторе R_4 и ранее запертый диод $Д_2$ отпирается, шунтирует контур, включенный в коллекторную цепь транзистора T_1, и уменьшает коэффициент усиления преобразовательного каскада. Сопротивление диода $Д_2$ изменяется в пределах от 300 до 700 *ком* в запертом состоянии и до 0,5—1,5 *ком* в отпертом.

Одновременное уменьшение крутизны характеристики транзистора T_2 и резонансного сопротивления контура L_1C_1 приводит к достаточно глубокой автоматической регулировке усиления. Соответствующим подбором резисторов R_1 и R_4 можно обеспечить работу АРУ с задержкой, открывая диод $Д_2$ при меньших или больших уровнях принимаемого сигнала.

Очевидно, что шунтирование контура L_1C_1 сопротивлением диода $Д_2$ приводит к расширению полосы пропускания тракта промежуточной частоты. Таким образом, кроме того, как бы осуществляется автоматическая регулировка ширины полосы частот, пропускаемых приемником.

При необходимости транзистор T_3 может быть использован в каскаде предварительного усиления низкой частоты, что еще повысит эффективность регулировки. В зависимости от требований, предъявляемых к системе АРУ, те или иные ее элементы могут быть исключены. Например, применив транзистор T_3 в усилителе низкой частоты, можно отказаться от применения диода $Д_2$. Для усиления действия системы АРУ можно охватить второй каскад усиления промежуточной частоты, снимая напряжение регулирования с резистора R_3 (точка *А* в схеме на рис. 24), ввести дополнительный диод, шунтирующий входной контур, и т. п.

Преобразователи частоты

Для преобразования принимаемой частоты сигнала в промежуточную в супергетеродинных приемниках применяются каскады преобразователей частоты с отдельным или совмещенным гетеродином. Каждый из каскадов имеет свои преимущества и недостатки. Преобразовательный каскад с отдельным гетеродином при правильно выбранной схеме имеет следующие преимущества: благодаря применению в преобразовательном каскаде и гетеродине самостоятельных транзисторов каждый из этих каскадов при налаживании может быть поставлен в оптимальный режим, что позволяет получить в приемнике высокие параметры: высокую чувствительность, малое количество интерференционных свистов, малый уровень собственных шумов, высокую стабильность гетеродина, малую зависимость его частоты от настройки входного контура и т. п. К недостаткам следует отнести прежде всего применение двух высокочастотных транзисторов, один из которых в усилении принимаемых сигналов не участвует.

Преобразовательный каскад с совмещенным гетеродином является более экономичным по количеству используемых деталей и позволяет осуществить в некоторых случаях более простую коммутацию высокочастотных контуров. Кроме того, при налаживании приемника без измерительных приборов такой каскад при обеспечении генерации гетеродина автоматически устанавливается в режим, близкий к оптимальному для преобразователя частоты, что несколько облегчает налаживание. К недостаткам такого каскада следует отнести бóльшую, чем в первом случае, взаимозависимость

настроек высокочастотных контуров, большее количество комбинационных свистов при приеме радиостанций, больший уровень собственных шумов, меньшую стабильность частоты гетеродина.

Режим каскада преобразования частоты по постоянному току практически не отличается от режима усилительного каскада ($I_к = 0,6 \div 1$ *ма*). Для получения оптимального режима по переменному току необходимо правильно выбрать амплитуду напряжения гетеродина. Этот режим удобно оценивать углом отсечки напряжения гетеродина, подводимого к участку база — коллектор транзистора преобразовательного каскада. Угол отсечки θ характеризует ту часть периода синусоидального напряжения, которая отпирает запертый транзистор. На рис. 25 представлено изменение формы импульса коллекторного тока транзистора в зависимости от положения рабочей точки на характеристике и, следовательно, угла отсечки. Амплитуда напряжения гетеродина, при которой ток в коллекторной цепи протекает половину всего периода колебания, соответствует углу отсечки 90°. Именно этот угол отсечки наиболее оптимален для работы преобразовательного каскада, работающего как с отдельным гетеродином, так и с совмещенным.

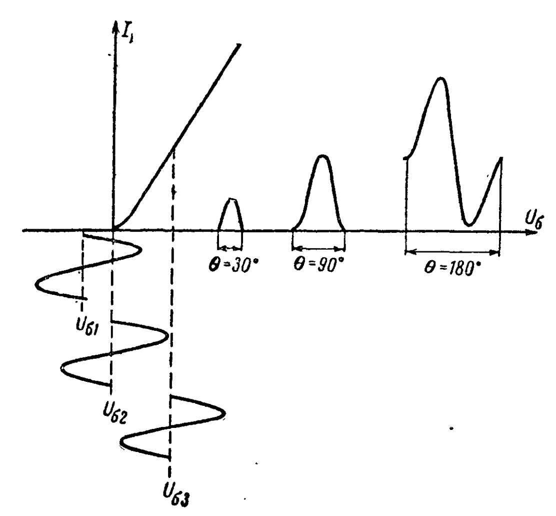


Рис. 25. Изменение формы импульса коллекторного тока от величины смещения на базе транзистора.

В преобразовательном каскаде с отдельным гетеродином этот режим соответствует минимуму собственных шумов транзистора-преобразователя, а в каскаде с совмещенным гетеродином, кроме того, и оптимуму работы транзистора в схеме гетеродина. Ориентировочно напряжение переменного тока частоты гетеродина между базой и эмиттером транзистора для достижения указанного режима должно лежать в пределах 0,05—0,1 *в*. При этом крутизна преобразования будет составлять примерно 80% от крутизны характеристики транзистора, работающего в режиме усиления при

Коэффициент включения базы транзистора преобразователя или гетеродина в гетеродинный контур

$$p_б = 2p_э.$$

На рис. 26 показана довольно распространенная схема преобразовательного каскада (T_1) с отдельным гетеродином (T_2). Напряжение сигнала с входного контура L_1C_2 подается на базу, а напряжение от гетеродина — на эмиттер транзистора преобразователя. На первый взгляд, может показаться, что гетеродин собран по обычной схеме с индуктивной связью, однако эта схема гете-

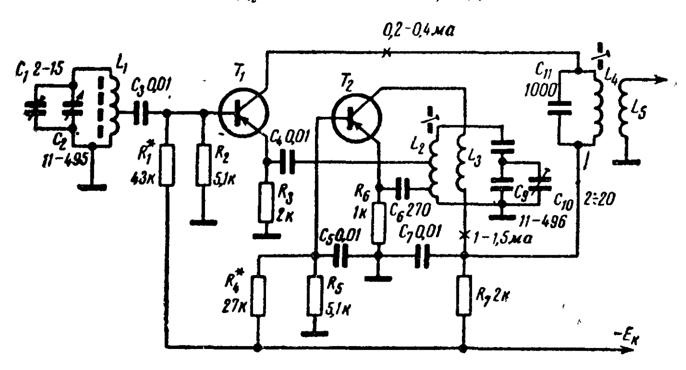


Рис. 26. Схема преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

родина имеет одну существенную особенность: емкость конденсатора C_6, служащего для связи контура с эмиттерной цепью транзистора T_1, выбрана очень малой. Подбором емкости этого конденсатора удается скомпенсировать фазовый сдвиг тока коллектора по отношению к току эмиттера на частотах, близких к граничной частоте транзистора (f_α).

Подавляющее большинство транзисторов с относительно невысокой граничной частотой на наивысших частотах гетеродина для диапазона средних волн (2,1 *Мгц*) имеют еще вполне достаточную для генерации крутизну характеристики (рис. 6). Например, транзистор П13 на этой частоте имеет крутизну 7 *ма/в* при токе коллектора порядка 1 *ма*. Применение фазовой компенсации позволяет в данной схеме получить устойчивую генерацию на частотах, превышающих f_α в 2—3 раза.

Один из недостатков описанной схемы преобразователя заключается в склонности к самовозбуждению на частотах, близких к промежуточной, т. е. на крайних частотах средневолнового и длинноволнового диапазона (из-за значительной проходной емкости транзистора T_1). Применение более высокочастотных транзисторов позволяет в значительной мере избавиться от этого недостатка. Другой недостаток заключается в сложности коммутации контура гетеродина в приемниках, где имеется несколько диапазонов. Так, при переходе с одного диапазона на другой только в гетеродинной части схемы приходится одновременно коммутировать до пяти цепей.

Оба недостатка преобразователя, собранного по схеме на рис. 26, в значительной степени устраняются в преобразователе, схема которого приведена на рис. 27. К его особенностям следует отнести применение каскодной схемы, которая позволила почти полностью устранить паразитную обратную связь между входным контуром и контуром фильтра промежуточной частоты и получить большее усиление.

Применение гетеродина с емкостной обратной связью и заземленной по высокой частоте базой транзистора дало возможность

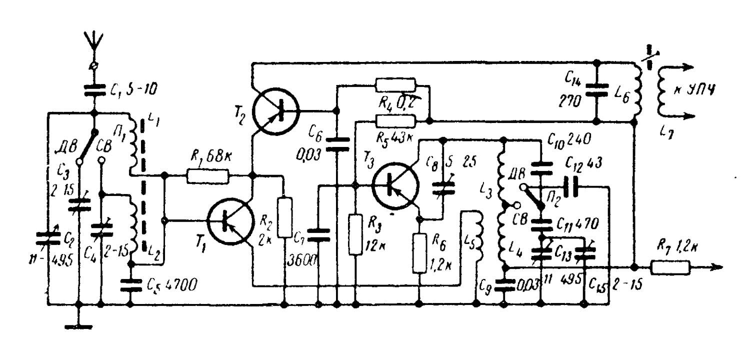


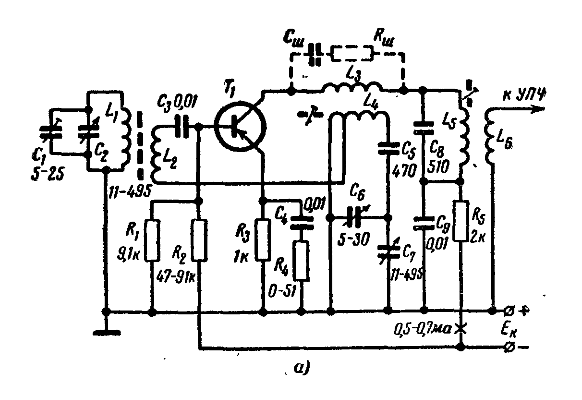
Рис. 27. Схема каскодного преобразователя частоты с отдельным гетеродином.

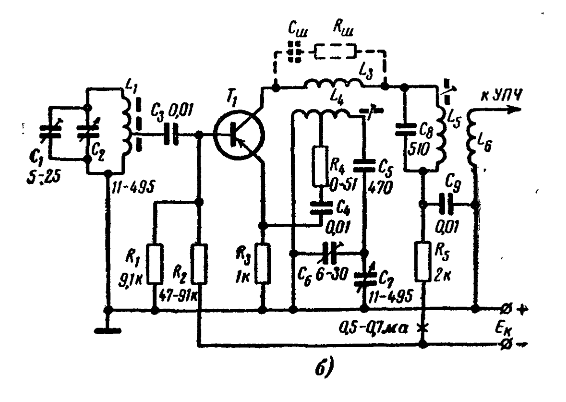
избежать большого числа коммутируемых цепей. Емкостный делитель напряжения, подключенный к контуру гетеродина, образован конденсатором C_8^* и емкостью эмиттер — база транзистора T_3. Схема коммутации катушек контуров гетеродина аналогична схемам ламповых приемников, что позволяет использовать типовые гетеродинные катушки. Предельная частота, на которой работает гетеродин по этой схеме, на 30—40% меньше, чем в гетеродине по схеме на рис. 26, поэтому для уверенной работы каскада на средневолновом диапазоне следует выбирать транзисторы с граничной частотой не ниже 1,5 *Мгц*.

Недостаток схемы гетеродина, приведенной на рис. 27, состоит в увеличении начальной емкости контура (конденсатором C_6 и выходной емкостью транзистора), благодаря чему увеличивается максимальная емкость конденсатора переменной емкости, а следовательно, габариты блока конденсаторов.

В преобразователе применена внутриемкостная связь транзистора T_1 с входным контуром, что упрощает схему коммутации. При переходе с длинноволнового диапазона на средневолновый параллельно катушке L_1 подключается катушка L_2, благодаря чему общая индуктивность контура уменьшается. Совершенно очевидно, что оба описанных преобразовательных каскада могут иметь другой вид связи с входными контурами и работать с гетеродинами, собранными по любой другой схеме.

Среди большого количества схем преобразователей частоты с совмещенным гетеродином, применяемых в отечественных и зарубежных приемниках, можно выделить типовые схемы, показанные на рис. 28. На рис. 28, *а* приведена схема преобразователя частоты





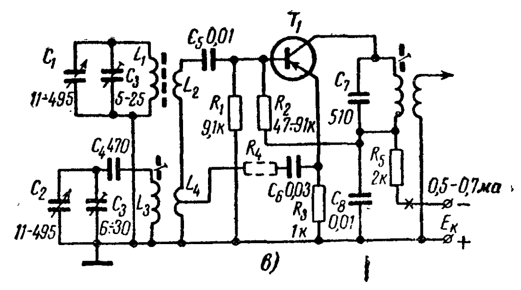


Рис. 28. Схемы преобразователей частоты.

с общим эмиттером. В ней напряжение сигнала и напряжение обратной связи подводится к базе транзистора. Эта схема почти ничем не отличается от обычной схемы гетеродина с индуктивной обратной связью. Последовательно с напряжением обратной связи, которое снимается с части витков катушки контура гетеродина L_4, в цепь базы транзистора подводится напряжение сигнала через катушку связи с входным контуром. Связь с входным контуром в этой схеме должна быть обязательно трансформаторная.

Схема преобразователя, изображенная на рис. 28, *б*, отличается от предыдущей тем, что для входного сигнала транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а гетеродин собран по схеме с общей базой. Напряжение сигнала от части витков катушки L_1 подводится к базе транзистора через разделительный конденсатор C_3. Цепь эмиттера в этом случае для токов входного сигнала практически заземлена, так как сопротивление части контура гетеродина на этой частоте мало́. Наоборот, для токов частоты гетеродина часть входного контура $L_1C_1C_2$ представляет собой малое сопротивление и, следовательно, в этом случае заземлена база. Тем не менее даже это небольшое сопротивление в цепи базы резко ухудшает частотные свойства транзисторов, так, например, если гетеродин, собранный по схеме рис. 26, устойчиво работал до частот, превышающих f_α в 2—3 раза, то преобразователи, выполненные по схемам на рис. 28, *а*, *б* и *в*, с трудом генерируют частоты 2,1 *Мгц* (высшая частота гетеродина в диапазоне средних волн) даже при частотах f_α, близких к 2 *Мгц*. Применение фазовой компенсации в данных схемах исключено. Например, уменьшение в схеме на рис. 28, *б* емкости конденсатора C_4 приведет к заметному уменьшению коэффициента усиления преобразовательного каскада из-за возникающей отрицательной обратной связи благодаря падению напряжений входного сигнала и промежуточной частоты на возросшем сопротивлении этого конденсатора.

Схема, приведенная на рис. 28, *в*, отличается от схем рис. 28, *а* и *б* тем, что транзистор в схеме гетеродина собран по схеме с общим коллектором. Преимуществом данной схемы является меньшая склонность к самовозбуждению при наличии паразитной связи между входным и гетеродинным контурами.

Для хорошей работы преобразователей, выполняемых по этим схемам, в них следует применять транзисторы с высокой граничной частотой (П403—П406). В схеме рис. 28, *б* последовательно с катушкой связи коллекторной цепи L_3 включен контур промежуточной частоты. Так как в диапазоне частот гетеродина он представляет собой относительно небольшое сопротивление, то практически не оказывает влияния на нормальную работу гетеродина. Однако возникающее на нем напряжение модулирует сигнал гетеродина частотами, кратными промежуточной частоте. Эти комбинационные частоты совместно с гармониками гетеродина приводят к появлению большого количества интерференционных свистов при приеме радиостанций на любом диапазоне тем в большей степени, чем хуже подобран режим работы преобразователя.

Для постоянства напряжения гетеродина по диапазону и предотвращения релаксационных колебаний из-за большой обратной связи на высокочастотном конце диапазона иногда в схему вводят отмеченные пунктиром шунтирующие резистор $R_ш$ и конденсатор $C_ш$ (обычно $R_ш$ выбирают в пределах 3—6 *ком*, а $C_ш$ — в пределах 10—25 *пф*). Эта мера в большинстве случаев нужна только

при применении транзисторов с высокой граничной частотой усиления.

Резисторы R_4 на схемах рис. 28, *а* и *б* служат для предотвращения генерации на частотах, близких к промежуточной или кратным ей. Сопротивления резистора подбирают при налаживании схемы. Следует только учесть, что введение в цепь эмиттера рези-

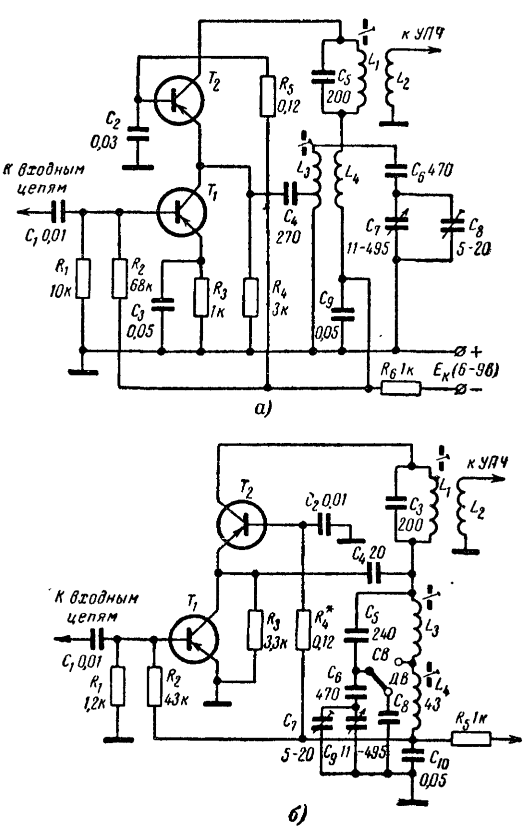


Рис. 29. Схемы каскодных преобразователей частоты.

а — с индуктивной обратной связью; *б* — с емкостной обратной связью.

стора R_4 сопротивлением 30—50 *ом* приводит к уменьшению крутизны характеристики транзистора примерно в 2 раза. Это обстоятельство требует некоторого увеличения числа витков катушки контура гетеродина L_4, включенных между эмиттером транзистора и концом катушки, подключенным к общему проводу.

Стремление использовать в преобразователях частоты транзисторы с низкой граничной частотой, а также устранить ряд недо-

статков перечисленных схем привело к созданию каскодных преобразователей частоты, схемы которых приведены на рис. 29.

На рис. 29, *а* изображена схема каскодного преобразователя с индуктивной обратной связью. Транзистор T_1 используется в схеме усиления (по мощности) входного сигнала, снимаемого с элемента связи с входным контуром. Первый каскад нагружен на малое входное сопротивление транзистора T_2 (30—50 *ом*), используемого в преобразователе частоты по схеме с общей базой. Включение параллельно нагрузке более высокоомной цепи обратной связи C_4L_3 практически не влияет на коэффициент усиления первого

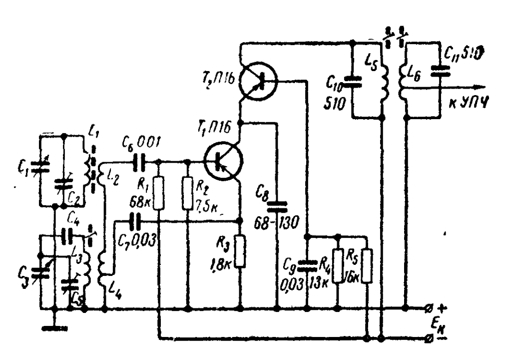


Рис. 30. Схема каскодного преобразователя с гетеродином по схеме с общим коллектором.

транзистора, относительно высокое выходное сопротивление которого не сказывается на работе гетеродина. Благодаря тому, что выход усилителя (коллектор — эмиттер T_1) непосредственно подключен ко входу преобразователя (эмиттер — база T_2), в цепи обратной связи оказалось возможным включить корректирующий конденсатор C_4, обеспечив генерирование частот, в 2—3 раза превышающих граничную частоту транзистора, применяемого в каскаде гетеродина (T_2). Выходное сопротивление преобразователя велико (400—500 *ком*), что позволяет включить в коллекторную цепь транзистора T_2 контур C_5L_1 с большим эквивалентным сопротивлением на резонансной частоте без каких-либо согласующих отводов.

Из-за малой связи между входом первого транзистора и выходом второго преобразователь устойчиво работает на частотах, близких к промежуточной, а наличие каскада усиления перед преобразователем частоты несколько снижает шумы, уровень комбинационных частот и просачивание сигнала гетеродина во входные цепи приемника. Резистор R_4 стабилизирует режим транзистора T_2 при подведении напряжения АРУ к первому транзистору и облегчает подбор режимов обоих транзисторов.

Схема преобразователя на рис. 29, *б* отличается от предыдущей только гетеродинной частью, которая аналогична схеме, приведенной на рис. 27. Здесь транзистор T_1 — также усилитель, а T_2 — смеситель. Благодаря включению конденсатора C_2 после контура фильтра промежуточной частоты проходная емкость эмиттер — коллектор транзистора T_2 остается такой же малой, как и в пре-

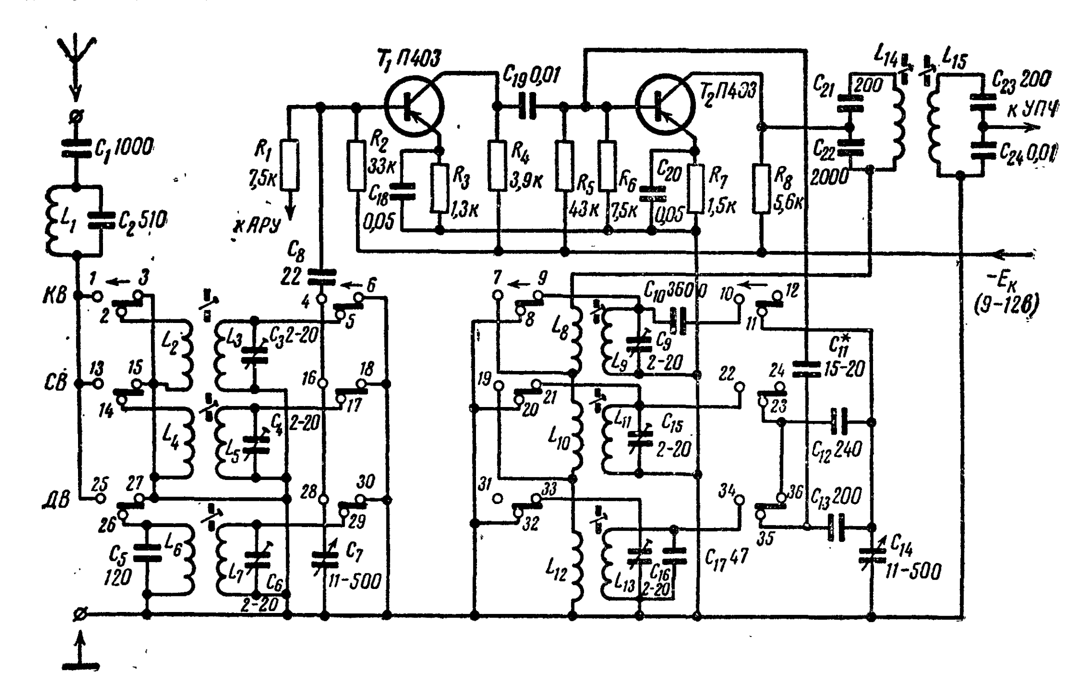


Рис. 31. Схема трехдиапазонного преобразователя частоты.

образователе, схема которого изображена на рис. 29, *а*, благодаря чему преобразователь устойчиво работает на частотах, близких к промежуточной. Здесь, так же как и в схеме рис. 27, можно применять в контуре гетеродина катушки от серийных радиовещательных приемников.

Очень хорошо работает каскодный преобразователь по схеме на рис. 30.

Первый транзистор (T_1) выполняет функции преобразователя, включенного в схеме с общим эмиттером, и гетеродина, включенного в схеме с общим коллектором, второй (T_2) — усилитель промежуточной частоты в схеме с общей базой. В отличие от предыдущих схем ток гетеродина здесь не протекает через контур промежуточной частоты, а замыкается через конденсатор C_5 и входную емкость транзистора T_2. Благодаря этому значительно уменьшается модуляция сигнала гетеродина сигналом промежуточной частоты и его гармониками, а следовательно, и интерференционные свисты при приеме радиостанций. Конденсатор C_5 емкостью 100 *пф* на промежуточной частоте представляет собой сопротивление около 600 *ом* и практически не шунтирует малое входное сопротивление транзистора T_2. Преобразователь частоты, выполненный по этой схеме, хорошо работает вплоть до частот 15—20 *Мгц* при применении в качестве T_1 транзистора П403.

На рис. 31 приведена схема преобразователя частоты, предназначенная для работы на трех диапазонах. В преобразователе применен блок контуров и клавишный переключатель диапазонов, аналогичный примененному в радиоле «Рекорд-59». Транзистор T_1 работает апериодическим усилителем высокой частоты, а второй — преобразователем. Благодаря применению блока переменных конденсаторов с большой максимальной емкостью (500 *пф*) связь контуров с базами обоих транзисторов осуществляется с помощью конденсаторов C_8 и C_{11}, малая емкость которых позволяет получить необходимые коэффициенты перекрытия по частоте в соответствующих контурах.

Подбором емкости конденсатора C_{11} добиваются устойчивой работы преобразователя на всех диапазонах. Конденсаторы C_{22} и C_{24} введены для необходимого согласования контуров фильтра промежуточной частоты с выходным сопротивлением преобразователя и входным сопротивлением усилителя промежуточной частоты. Если нет необходимости охватывать автоматической регулировкой усиления каскад усиления высокой частоты (T_1), резистор R_1 подсоединяют к общему проводу.

В заключение следует отметить, что все схемы преобразователей частоты требуют очень аккуратного, продуманного размещения деталей, тщательного налаживания и подбора витков катушек связи в коллекторной и эмиттерной цепях. Токи транзисторов преобразователей частоты, как правило, должны быть в пределах 0,5—1,0 *ма* независимо от напряжения питания коллекторных цепей. Данные контурных катушек для различных емкостей блоков конденсаторов переменной емкости приведены в табл. 2, там же приведены числа витков катушек связи и емкостей сопрягающих конденсаторов для различных диапазонов волн.

Усилители низкой частоты

Усилители низкой частоты на транзисторах можно рассчитывать аналогично ламповым.

Задавшись выходной мощностью и напряжением источника пи-

тания, определяют приведенные сопротивления нагрузки по формулам

$$R_н' = \frac{(E_к - 0,5)^2}{2P},$$

где $E_к$ — напряжение питания, *в*;
P — выходная мощность, *вт*, для одного плеча двухтактной схемы, и

$$R_н' = \frac{(E_к - 0,5)^2}{P}$$

для усилителей режима A.

Приведенное сопротивление нагрузки для выходных каскадов, выполненных по последовательно-параллельной схеме (см. рис. 35), рассчитывается по формуле

$$R_н' = \frac{(E_к - 0,5)^2}{8P}.$$

По данным $R_н'$ и $R_н$ (сопротивление звуковой катушки громкоговорителя) определяют коэффициент трансформации выходного трансформатора:

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{\eta R_н'}},$$

где η — к. п. д. выходного трансформатора.

Амплитуда коллекторного тока для однотактного выходного каскада равна:

$$I_{к.макс} = \frac{(E_к - 0,5)\cdot 1\,000}{R_н'} [ма].$$

Постоянная составляющая коллекторного тока выбирается равной:

$$I_{к0} = 1,1 I_{к.макс}.$$

Амплитуда тока базы равна:

$$I_{б.макс} = \frac{I_{к.макс}}{\beta}$$

где β — коэффициент усиления тока транзистора.

Среднее входное сопротивление равно:

$$R_{вх} = \frac{\beta}{S_{р.т}},$$

где $S_{р.т}$ — крутизна характеристики транзистора в рабочей точке, заданной током коллектора.

Переходная емкость (*мкф*) равна:

$$C = \frac{10^4}{2\pi F_н R_{вх}},$$

где $F_н$ — нижняя усиливаемая частота, *гц*;
$R_{вх}$ — входное сопротивление следующего каскада, ***ком***.

Из-за нелинейности входной и выходной характеристик транзисторов (при работе в режиме *В*) расчет переходного трансформатора в двухтактных схемах значительно усложняется; поэтому здесь приведена эмпирическая формула, позволяющая с достаточной точностью определить коэффициент трансформации, при котором можно получить минимум нелинейных искажений:

$$n \approx E_{к},$$

но не более 6.

Постоянная составляющая коллекторного тока предоконечных каскадов выбирается в пределах от 1 до 5 *ма* (последнее значение для усилителей мощностью 0,5—1 *вт*).

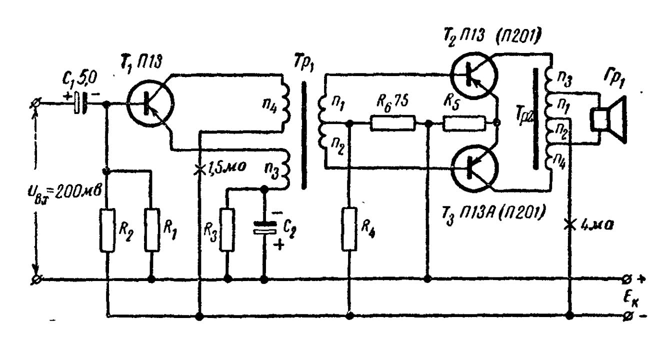


Рис. 32. Схема усилителя низкой частоты мощностью до 0,5 *вт*.

Усиление предварительных каскадов усилителя рассчитывают с достаточным приближением по формулам

$$K = S_{р.т} R_{вх}.$$

(при относительно большом сопротивлении $R_н$) или

$$K = S_{р.т} \frac{R_н R_{вх}}{R_н + R_{вх}}$$

(при соизмеримых сопротивлениях $R_н$ и $R_{вх}$ следующего каскада).

Индуктивность и число витков обмоток трансформаторов рассчитывают по заданным частотным искажениям по известным формулам.

На рис. 32 приведена схема усилителя низкой частоты для переносных и карманных приемников на трех транзисторах с громкоговорителем сопротивлением 5 *ом*. Все данные схемы приведены в табл. 3.

На рис. 33 приведена схема усилителя на четырех транзисторах с громкоговорителем сопротивлением 5 *ом* для переносных приемников с относительно большой выходной мощностью. Все данные схемы приведены в табл. 4. Диаметр провода первичных и вторичных обмоток трансформатора $Тр_1$ равен 0,08—0,15 *мм*. Этим же проводом наматываются обмотки n_3 и n_4 трансформатора $Тр_2$. Обмотки n_1 и n_2 этого трансформатора наматываются проводом ПЭВ 0,25—0,5 *мм*.

Таблица 3

Параметры и данные схемы	Напряжение источника питания, *в*						
	3	4,5	6	6	9	12	15
$P_{вых}$, *мвт*	100	150	150	500*	500*	500*	500*
$R_{вх}$, *ком*	8	8	8	8	5	5	5
R_1, *ком*	—	—	—	—	15	15	15
R_2, *ком*	120	180	250	250	43	62	68
R_3, *ком*	0	0	0	0	1,2	1,2	2
R_4, *ком*	1,5	1,5	4	4	5	7	9
R_5, *ом*	0	0	7	0	10	15	25
C_2, *мф*	—	—	—	—	25	25	25
Тр$_1$ ХВП Ш-6×7 *мм*, зазор 0,3 *мм*							
n_1, n_2, витки	620	520	600	550	650	700	850
n_3, витки	130	110	90	110	60	60	80
n_4, витки	2 100	2 650	2 800	3 100	2 000	2 600	2 700
Тр$_2$ ХВП Ш-6×7 *мм*, без зазора							
n_1, n_2, витки	50	50	50	50	50	50	50
n_3, n_4, витки	200	250	280	190	265	370	475

* С транзисторами П201 (T_2, T_3).

На рис. 34 изображена схема усилителя низкой частоты со стабилизацией рабочих точек с помощью кремниевых диодов, благодаря чему при изменении напряжения питания изменяется толь-

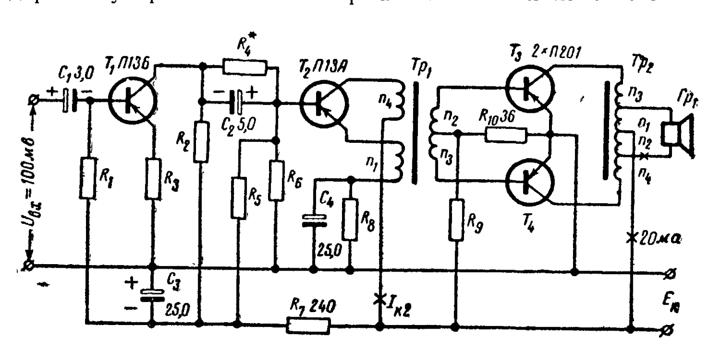


Рис. 33. Схема усилителя низкой частоты мощностью до 3 *вт*.

ко выходная мощность усилителя, а все остальные характеристики, в том числе коэффициент нелинейных искажений, остаются без изменения. При напряжении питания 9 *в* выходная мощность составляет 150 *мвт*. Переходный трансформатор *Тр*$_1$ выполнен на сердеч-

нике из 45-процентного пермаллоя Ш-4×6. Первичная обмотка содержит 2 000 витков провода ПЭВ 0,07, а вторичная 2×400 витков провода ПЭВ 0,09. Выходной трансформатор выполнен на таком же сердечнике. Первичная обмотка состоит из 2×600 витков провода ПЭВ 0,1, а вторичная — из 120 витков провода ПЭВ 0,35 для громкоговорителя сопротивлением 7,5 *ом*.

Последнее время широкое распространение получили усилители низкой частоты с выходным каскадом, выполненным по так на-

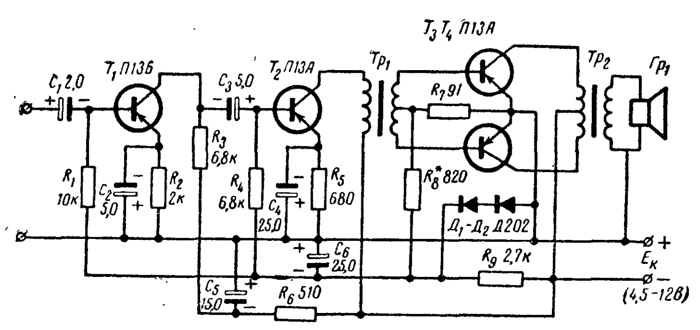


Рис. 34. Схема усилителя низкой частоты со стабилизацией.

Таблица 4

Параметры и данные схемы	Напряжение источника питания, *в*							
	4,5	6	9	9	12	12	15	15
$P_{вых}$, *вт*	0,5	1	1	2	1	3	1	3
$R_{вх}$, *ком*	3	5	5	5	5	5	5	5
$I_{к2}$, *ма*	1,5	2	1,25	3,5	1	2,5	1	2
R_1, *Мом*	0,15	0,3	0,3	0,3	0,5	0,5	0,5	0,5
R_2, *ком*	1,5	3	3	3	5	5	5	5
R_3, *ом*	50	100	100	100	100	100	100	100
R_4, *ком*	62	62	—	—	—	—	—	—
R_5, *ком*	—	—	10	10	10	10	15	10
R_8, *ком*	0	0	2	0,75	2,5	1	5	2,5
R_9, *ком*	0,5	0,75	1,2	1,2	1,5	1,5	2	2
*Тр*1 ХВП Ш-6×7 *мм*, зазор 0,5 *мм*								
n_1, витки	185	136	160	100	315	130	360	160
n_2, n_3, витки	280	230	250	225	275	210	265	210
n_4, витки	1 480	1 360	1 600	1 000	3 150	1 350	3 600	1 600
*Тр*2 ХВП Ш-9×15 *мм*, без зазора								
n_1, n_2, витки	40	40	40	40	40	40	40	40
n_3, n_4, витки	90	85	150	95	225	108	278	143

зываемой последовательно-параллельной схеме. В этой схеме транзисторы выходного каскада по постоянному току включены последовательно, а по переменному току параллельно, благодаря чему выходное сопротивление усилителя уменьшается в 4 раза по сравнению с обычным двухтактным усилителем. Уменьшение выходного сопротивления позволяет либо уменьшить индуктивность первичной

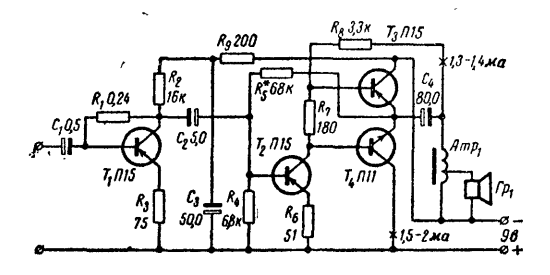


Рис. 35. Схема усилителя низкой частоты без трансформаторов.

обмотки выходного трансформатора, а следовательно, и его габариты и вес, либо при сохранении его габаритов существенно расширить диапазон воспроизводимых частот в низкочастотной области. Отсутствие переходного трансформатора, кроме уменьшения

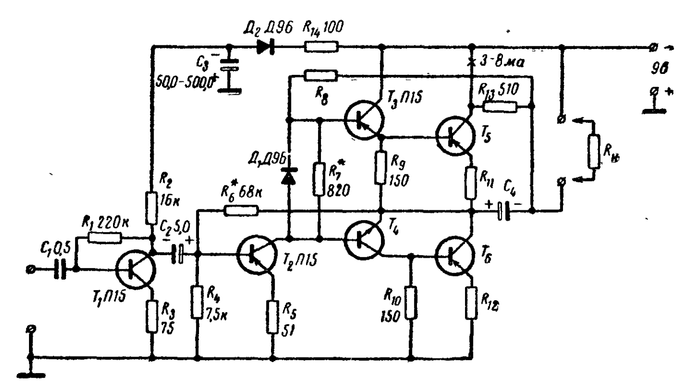


Рис. 36. Схема усилителя низкой частоты высокого качества.

веса и габаритов усилителя, также положительно сказывается на его частотной характеристике.

Усилитель, выполненный по схеме рис. 35, при выходной мощности 80 *мвт* и выходном автотрансформаторе с сердечником размерами 6×6 *мм* позволяет получить частотную характеристику с завалами по краям на уровне 0,7 от уровня на частоте 1 000 *гц* от 65 *гц* до 14 *кгц*. Количество витков выходного трансформатора

400 с отводом от 100-го витка при диаметре провода 0,2 *мм*. При налаживании усилителя подбором резистора R_5 добиваются равенства падения напряжения на каждом из транзисторов T_3 и T_4. Ток, протекающий через эти транзисторы, устанавливается подбором сопротивления резистора R_7. Однако этот усилитель пригоден главным образом для малогабаритных приемников, так как выходная мощность его при применении транзисторов типа П13—П16 и П8—П11 не превышает 100—120 *мвт*. На рис. 36 представлена схема усилителя на 6 транзисторах, позволяющая получить выходную мощность

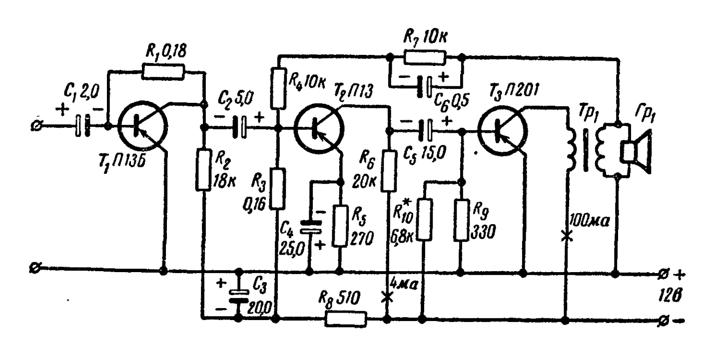


Рис. 37. Усилитель низкой частоты сетевого приемника.

в пределах от 100 *мвт* до 2—3 *вт*. В зависимости от требуемой выходной мощности следует сопротивление нагрузки и емкость переходного конденсатора C_4 рассчитать по формулам на стр. 47, Для некоторых значений выходной мощности данные $R_н$, C_4 и $Атр_1$ приведены в табл. 5. Все данные рассчитаны для обеспечения нижнего предела частотной характеристики усилителя 50 *гц*. Верхний предел частотной характеристики в среднем лежит около 14 *кгц*. Ток покоя оконечных транзисторов устанавливается подбором сопротивления резистора R_7 в пределах, указанных на схеме (большее значение для усилителей большей мощности), после подбора резистором R_6 равенства напряжений на транзисторах T_3 и T_4.

Усилители низкой частоты относительно большой мощности (0,5—2 *вт*), работающие в режиме *А*, находят применение главным образом в сетевых транзисторных приемниках. Большая потребляемая мощность в этом случае не имеет значения, а относительное постоянство коллекторного тока благоприятно сказывается на работе выпрямителя и остальных каскадов приемника.

На рис. 37 приведена схема усилителя низкой частоты сетевого приемника мощностью около 0,5 *вт*. Из-за необходимости применения конденсатора очень большой емкости в цепи развязки эмиттерного сопротивления оконечного каскада резистор и конденсатор в цепи эмиттера отсутствуют. Температурная стабилизация оконечного каскада осуществляется благодаря малому сопротивлению резистора R_9 в цепи базы транзистора T_3. Увеличение обратного тока коллектора T_3 при повышении температуры коллекторного перехода в этом случае не приводит к значительному изменению смещения на базе транзистора, а следовательно, к значительным изменениям коллекторного тока. Выходной трансформатор выпол-

Таблица 5

$P_{вых}$, *вт*	T_5, T_6 (тип)	C_4 *мф*	$R_н$, *ом*	R_8, *ком*	R_{11}, R_{12}, *ом*	*n**
0,25	П16	100	40	3,6	0	2,8:1
0,5	П201	250	20	3,6	0	2:1
1	П201	500	10	3,0	2	1,4:1
2	П201	700	5	2,4	1	без

* Коэффициент трансформации выходного автотрансформатора для громкоговорителя с сопротивлением звуковой катушки 5 *ом*.

лен на железе Ш-10×15, первичная обмотка содержит 480 витков провода ПЭВ 0,3, вторичная — 100 витков провода ПЭВ 0,7.

Применение схем со скользящим смещением в усилителях, работающих в режиме *А*, позволяет повысить их экономичность и

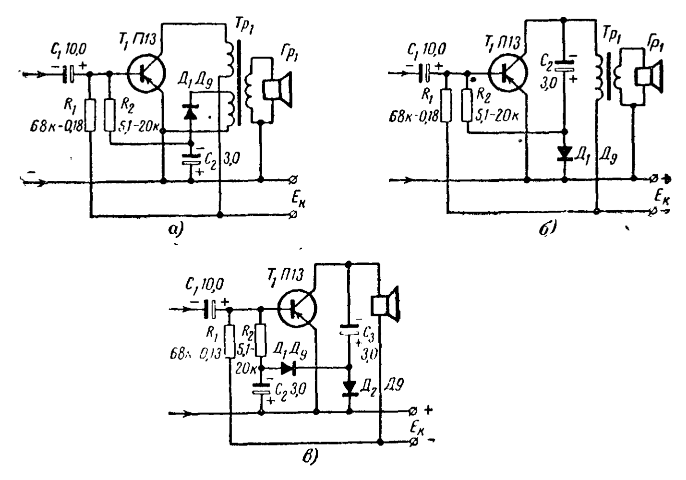


Рис. 38. Усилитель низкой частоты со скользящей рабочей точкой.

а — с выходным трансформатором; *б* — без выходного трансформатора; *в* — то же двухполупериодная.

применять в переносных и карманных приемниках. Достоинства таких усилителей по сравнению с двухтактными, работающими в режиме *В*, заключаются в простоте изготовления, отсутствии переходного трансформатора и меньшем числе транзисторов.

На рис. 38 приведены три схемы оконечных каскадов с использованием принципа скользящего смещения. Схема на рис. 38, *а* применяется только в оконечных каскадах с выходными трансформа-

торами. На трансформаторе в этом случае должна быть размещена дополнительная обмотка. Схема на рис. 33, *б* позволяет применять режим скользящей рабочей точки при отсутствии выходного трансформатора, например при работе на высокоомный электромагнитный громкоговоритель. Обычно усилители с такими оконечными каскадами выполняются на небольшую выходную мощность (50—100 *мвт*), при этом неравномерная нагрузка (в течение половины периода выходного напряжения) цепи скользящего смещения $Д_1$, R_1, R_2 приводит к повышению нелинейных искажений. Это особенно заметно в маломощных усилителях. Чтобы уменьшить коэффициент нелинейных искажений, в таких усилителях следует применять в цепях смещения двухполупериодный выпрямитель. Схема оконечного каскада с двухполупериодным выпрямителем цепи скользящего смещения приведена на рис. 38, *в*.

При налаживании схем, приведенных на рис. 38, резистор R_1 следует подбирать в режиме молчания по току покоя, равному 1—2 *ма*. Резистор R_2 подбирают при полном напряжении возбуждения на базе транзистора T_1 по необходимой амплитуде коллекторного тока.

СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Приемники прямого усиления

На рис. 39 изображена схема простого карманного приемника, хорошо зарекомендовавшего себя в работе. Входной контур L_1C_1, катушка которого намотана на ферритовом стержне, с помощью

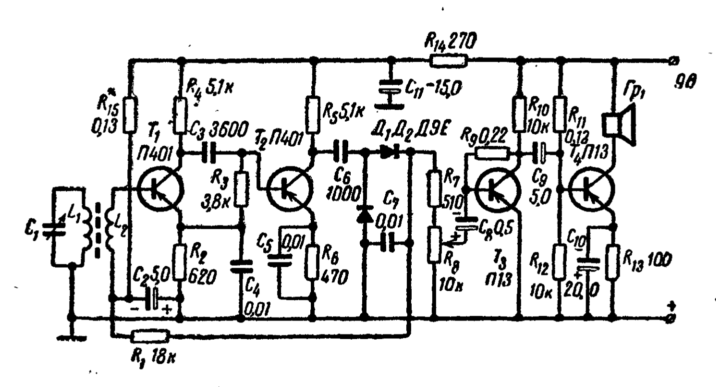


Рис. 39. Схема приемника прямого усиления.

катушки связи L_2 подключен к базе транзистора T_1. Сопротивлением нагрузки первого каскада является входное сопротивление второго транзистора T_2; при этом напряжение на коллектор транзистора T_1 подводится через резистор R_4, сопротивление которого в несколько раз больше входного сопротивления следующего каскада. Температурная стабилизация осуществляется резисторами R_2 и R_6 в цепях эмиттеров этих транзисторов. Отрицательная обратная связь стабилизирует выбранную рабочую точку как при изменении окружаю-

щей температуры, так и при замене транзисторов. Коэффициент усиления первого каскада достигает 10.

Второй каскад отличается от первого только тем, что сопротивлением нагрузки для него служит детекторный каскад, выполненный по схеме удвоения напряжения. Коэффициент усиления второго каскада равен 100. Выпрямленное напряжение низкой частоты через регулятор громкости R_8 и разделительный конденсатор C_8 подводится ко входу двухкаскадного усилителя низкой частоты.

Автоматическая регулировка усиления осуществляется подсоединением базы первого транзистора через фильтр R_1C_2 к сопротив-

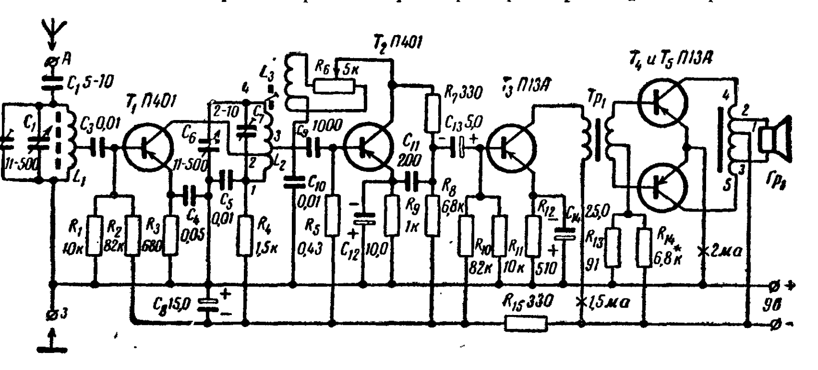


Рис. 40. Схема приемника прямого усиления с обратной связью.

лению нагрузки детекторного каскада. При приеме сильных сигналов выпрямленное детекторным каскадом напряжение несущей частоты смещает рабочую точку транзистора T_1 в область с меньшей крутизной характеристики и его усиление уменьшается. Так как при этом уменьшается коллекторный ток транзистора, то падение напряжения на резисторе в цепи эмиттера R_2 также становится меньше, при этом рабочая точка второго транзистора T_2 смещается на участок с малой крутизной характеристики и глубина регулировки усиления увеличивается.

Низкочастотный сигнал, подведенный к базе транзистора T_3, усиливается и выделяется на входном сопротивлении оконечного каскада. Режим транзистора T_3 определяется резистором R_9, подсоединение которого непосредственно к коллектору транзистора одновременно осуществляет температурную компенсацию каскада. Оконечный каскад, выполненный на транзисторе T_4, работает при токе коллектора 5 *ма*, который определяется делителем R_{11}, R_{12} и резистором в цепи эмиттера R_{13}, который одновременно служит для температурной стабилизации. В коллекторную цепь транзистора выходного каскада включена катушка громкоговорителя, выполненного из микрофона ДЭМШ. Данные антенного контура могут быть различными в зависимости от возможностей радиолюбителя и желаемого диапазона волн (см. табл. 2).

На рис. 40 приведена схема приемника прямого усиления, отличающегося от предыдущего более высокими чувствительностью, избирательностью и выходной мощностью. Приемник рассчитан для работы в диапазоне средних волн. По этой схеме рационально вы-

полнять стационарные приемники для сельской местности или походные приемники средних размеров. Катушка входного контура L_1 намотана на стержень магнитной антенны. К части ее витков подключен вход транзистора T_1, в коллекторной цепи которого частично включен контур L_2C_6. Коэффициент включения цепи коллектора транзистора T_1 выбран меньше коэффициента включения базовой цепи транзистора T_2 для того, чтобы при увеличении резонансного сопротивления контура из-за положительной обратной связи усилитель высокой частоты не возбуждался.

Детекторный каскад выполнен на высокочастотном транзисторе T_2 (П401). Обратная связь индуктивная (L_3) и регулируется потенциометром R_6, который в какой-то мере служит также и регулятором громкости, так как в одном из его крайних положений обратная связь становится отрицательной. Резистор R_7 вместе с входной емкостью транзистора T_3 образует фильтр высокой частоты. Предоконечный и оконечный каскады усилителя низкой частоты собраны по обычной схеме. Сопряжение контуров осуществляется изменением индуктивности катушек L_1 и L_2 и подстроечными конденсаторами C_2 и C_7.

Выходная мощность приемника — около 150 *мвт*, чувствительность при применении обратной связи достигает 100 *мкв*. Катушка L_1 содержит 50 витков провода ЛЭШО 10×0,07 с отводом от пятого витка. Катушки L_2 и L_3 намотаны на полистироловом четырехсекционном каркасе диаметром 4 *мм* с ферритовым подстроечным сердечником. В трех секциях наматывают катушку L_2, которая состоит из 150 витков провода ПЭВ 0,12 (15 витков между выводами *1—2*, 30 витков между выводами *2—3* и 105 витков между выводами *3—4*). В секции, расположенной ближе к резьбовой втулке сердечника, наматывают катушку L_3 проводом ПЭВ 0,12, состоящую из 50 витков с отводом от середины. Катушку следует располагать возможно дальше от ферритовой антенны и перпендикулярно к ней.

Трансформатор $Тр_1$ наматывают на железе Ш-10×10 *мм*. Первичная обмотка трансформатора $Тр_1$ содержит 2 000 витков провода ПЭВ 0,1—0,12, а вторичная — 2×450 витков провода ПЭВ 0,15—0,18. Автотрансформатор $Тр_2$ выполнен на таком же сердечнике. Его обмотка содержит 2×45 витков провода ПЭВ 0,5—0,6 между выводами *1—2* и *1—3* (для громкоговорителя сопротивлением 5 *ом*) и 2×450 витков провода ПЭВ 0,15—0,18 между выводами *2—4* и *3—5*.

На рис. 41 изображена схема приемника прямого усиления только на двух транзисторах. Тем не менее при тщательном налаживании его можно получить громкоговорящий прием местных радиостанций.

С катушки связи L_2 напряжение принимаемого сигнала подводится к базе транзистора T_1, усиливается и детектируется детектором, выполненным по схеме удвоения напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$. Напряжение низкой частоты через конденсатор C_2 и катушку связи снова подводится к базе первого транзистора. В этом случае сопротивлением нагрузки служит (пересчитанное в первичную обмотку трансформатора $Тр_1$) входное сопротивление транзистора T_2 — усилителя мощности низкой частоты. Усиленное транзистором напряжение низкой частоты выделяется на громкоговорителе, сопротивление которого должно лежать в пределах 65—200 *ом*.

Режим работы первого транзистора подбирают резистором R_2, а второго — резистором R_5. Изменением сопротивления резистора R_4 добиваются громкой и устойчивой работы приемника во всем диапазоне принимаемых частот.

Число витков катушки L_1 зависит от диапазона принимаемых частот и емкости конденсатора C_1 (см. табл. 2), число витков катушки L_2 составляет 5—10% от числа витков катушки L_1. Дроссель $Др_1$ наматывается на тороидальном сердечнике диаметром 7 *мм* из феррита Ф-1000 и содержит 300 витков ПЭВ 0,08. Трансформатор $Тр_1$ выполнен на сердечнике Ш-4×4 *мм*. Его первичная обмотка содержит 2 000 витков провода ПЭВ 0,07—0,08, а вторичная — 600 витков провода ПЭВ 0,08—0,09. Громкоговоритель выполнен на основе капсюля ДЭМШ-I или миниатюрного телефона.

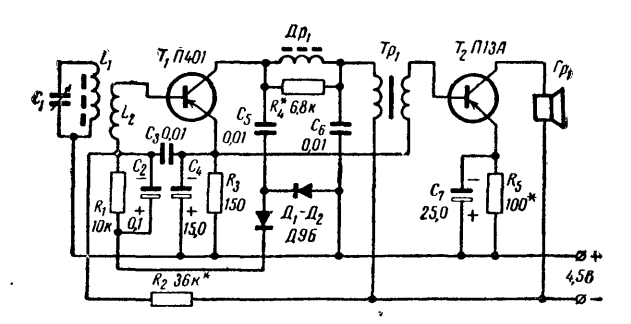


Рис. 41. Схема рефлексного приемника прямого усиления.

Супергетеродинные приемники

Супергетеродинный приемник, схема которого выполнена в соответствии с функциональной схемой на рис. 2, *г*, весьма прост в изготовлении и налаживании и в то же время обладает вполне удовлетворительными характеристиками.

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 42. Катушка входного контура L_1 настраивается первой секцией блока конденсаторов переменной емкости на частоту принимаемого сигнала. Напряжение сигнала с части контура подводится к базе транзистора T_1, работающего в качестве преобразователя частоты. В цепи эмиттера включена часть витков катушки контура гетеродина L_2, который настраивается второй секцией блока конденсаторов C_7. Входной и гетеродинный контуры сопрягаются с помощью конденсаторов C_6 и C_9. В коллекторной цепи транзистора T_1 последовательно с катушкой обратной связи L_3, намотанной на катушке гетеродинного контура, включен двухконтурный фильтр сосредоточенной селекции L_4C_8; L_5C_{10}. Режим работы транзистора T_1 устанавливается подбором сопротивлений резисторов R_1 и R_2, он может несколько изменяться при налаживании. Благодаря применению относительно высокого (9 *в*) напряжения питания оказалось возможным охватить автоматической регулировкой усиления и преобразовательный каскад. При этом даже при приеме местных радиостанций не наблюдается срывов колебаний гетеродина и перегрузки приемника.

Напряжение промежуточной частоты с части второго контура L_5C_{10} фильтра промежуточной частоты подводится к базе транзи-

Рис. 42. Схема простого супергетеродинного приемника.

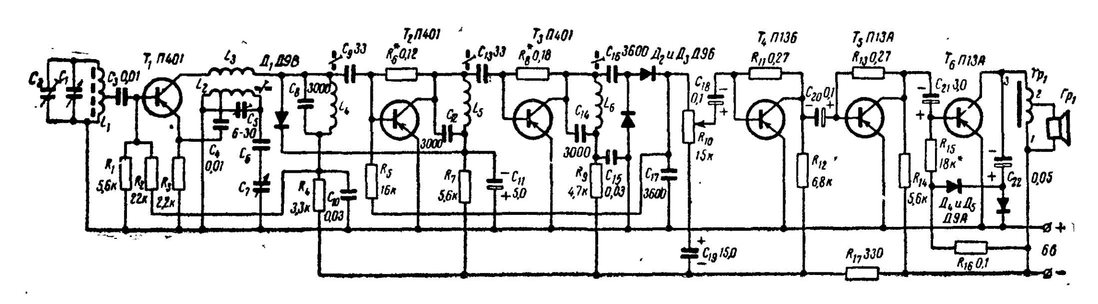


Рис. 43. Схема экономичного супергетеродинного приемника.

стора T_2. Так как емкости конденсатора контуров фильтра выбраны большими, то первый контур оказалось возможным полностью включить в коллекторную цепь транзистора преобразователя частоты, а у второго сделать отвод от $^1/_6$ части витков катушки.

Усиленный транзистором T_2 сигнал подводится ко входу детектора, выполненного по схеме удвоения напряжения на диодах $Д_1$ и $Д_2$, и детектируется. Несмотря на простоту высокочастотного тракта, усиление, получаемое от двух транзисторов, таково, что чувствительность с базы первого транзистора при напряжении низкой частоты на выходе детекторного каскада 2 *мв* составляет 6—8 *мкв*. Избирательность приемника по соседнему каналу также достаточно велика благодаря большой добротности катушек L_4 и L_5 фильтра промежуточной частоты ($Q_0 = 150 \div 160$). После детектирования напряжение низкой частоты подводится ко входу усилителя низкой частоты, а постоянная составляющая выпрямленного напряжения — к базам транзисторов T_1 и T_2 для автоматической регулировки усиления. Резисторы R_3 и R_5, включенные в эмиттерные цепи транзисторов, несколько ослабляют эффективность АРУ, однако они необходимы для температурной стабилизации и позволяют практически не подбирать режим транзисторов по постоянному току. Почти любой транзистор указанного на схеме типа может быть поставлен в приемник, при этом приведенные на схеме режимы не изменятся более чем на 10—15%.

При подведении ко входу усилителя низкой частоты напряжения 2—3 *мв* выходная мощность приемника достигает 40 *мвт* (максимальная мощность около 100 *мвт*). Емкости конденсатора C_{17} подбирают в зависимости от желаемого звучания и по отсутствию генерации на высших звуковых частотах, которая может возникнуть при неблагоприятных фазовых соотношениях, в цепи обратной связи из-за паразитных емкостей монтажа. Устранение последней нежелательно, так как ее применение заметно снижает коэффициент нелинейных искажений усилителя.

Катушки контуров фильтра промежуточной частоты выполнены с использованием типовых ферритовых сердечников диаметром 9 *мм*, аналогичных применяемым в приемниках «Атмосфера», «Гауя». Катушка L_4 содержит 90 витков провода ЛЭШО 10×0,05; катушка L_5 такая же, как L_4, но с отводом от 18 витка.

Переходный и выходной трансформаторы наматывают на сердечниках из 45-процентного пермаллоя Ш-4×5 *мм*. Первичная обмотка трансформатора $Тр_1$ содержит 2 500 витков провода ПЭВ 0,07, а вторичная — 450×2 витков провода ПЭВ 0,09. Первичная обмотка трансформатора $Тр_2$ состоит из 500×2 витков провода ПЭВ 0,09, а вторичная — из 88 витков провода ПЭВ 0,25 для громкоговорителя сопротивлением 7,5 *ом*.

Общий ток, потребляемый приемником в режиме покоя, — около 4 *ма*, а при пиковой мощности — около 20 *ма*. Данные контуров гетеродина и антенны приведены в табл. 2.

Схема другого типа супергетеродинного приемника отличается от предыдущей применением электролитических конденсаторов малой емкости и однотактным экономичным выходным каскадом. Эти особенности позволяют выполнить его в сравнительно малых габаритах.

Схема такого приемника приведена на рис. 43. Преобразователь частоты на транзисторе T_1 отличается от предыдущего тем, что не охвачен АРУ и способом присоединения базы транзистора к входному контуру; резистор R_1 делителя базового смещения первого

транзистора подключен параллельно части катушки входного контура. Устойчивость усиления в тракте промежуточной частоты достигается малым резонансным сопротивлением контуров (емкость в контуре 3000 *пф*) и малым коэффициентом включения базовых цепей транзистора T_2 и T_3 через соответствующие конденсаторы C_9 и C_{13}. Для повышения экономичности приемника ток коллектора каждого транзистора не превышает 0,5 *ма*, при этом одновременно возрастают входные и выходные сопротивления транзисторов, что улучшает согласование их с контурами.

Для нормальной работы приемника при приеме местных станций в схему введена усиленная, задержанная автоматическая регулировка усиления. Она осуществляется смещением рабочей точки транзистора T_2 (после определенного уровня входного сигнала) и диода $Д_1$, шунтирующего контур L_4C_8, что уменьшает коэффициент усиления преобразовательного каскада.

При напряжении источника питания 6 *в* приемник потребляет около 4 *ма* в режиме «молчания» и до 25 *ма* на пиках речи: максимальная выходная мощность составляет 35 *мвт*. Как уже отмечалось, коллекторные токи транзисторов T_4 и T_5 малы, благодаря чему возрастают входные сопротивления обоих транзисторов. Поэтому представляется возможным уменьшить емкость переходных конденсаторов C_{18} и C_{20} до 0,1—0,2 *мф*. Число витков контурных катушек, намотанных в карбонильных сердечниках СБМ, составляет: для катушки L_4' — 45 витков (ПЭВ 0,18 или литцендрат 7×0,05), для катушки L_5 — 42 витка и для катушки L_6 — 45 витков того же провода.

Конденсаторы C_8, C_{12} и C_{14} должны быть высокого качества (например, типа ПМ с диэлектриком из полистирола). Данные контуров преобразователя частоты выбираются в зависимости от желаемого диапазона волн. Выходной автотрансформатор выполнен на сердечнике из 45-процентного пермаллоя Ш-4×6 *мм*. Между отводами *1—2* обмотки 140 витков провода ПЭВ 0,3; между отводами *2—3*—560 витков провода ПЭВ 0,09 *мм*. Громкоговоритель — электродинамического типа сопротивлением 5 *ом*. Детали, подбираемые в процессе регулировки, отмечены звездочкой. Применение в катушках контуров промежуточной частоты ферритовых сердечников вместо карбонильных значительно повышает избирательность приемника по соседнему каналу.

Схема приемника, приведенная на рис. 44, соответствует блок-схеме на рис. 2, *д*. Входной контур L_1C_1 связан с базой усилителя высокой частоты, выполненного на транзисторе T_1. В коллекторной цепи этого транзистора включен резистор R_4, малое сопротивление которого не мешает нормальной работе преобразователя частоты на транзисторе T_2. Трехконтурный фильтр ПЧ включен в коллекторную цепь этого транзистора. С выхода фильтра напряжение сигнала подводится к базе транзистора T_3, усиливающего промежуточную частоту. В коллекторную цепь этого транзистора включен детектор, выполненный на двух диодах $Д_1$ и $Д_2$ по схеме удвоения напряжения.

Напряжение АРУ снимается с сопротивления нагрузки детектора и через фильтр подводится к базе транзистора T_1. Напряжение низкой частоты через фильтр, состоящий из резистора R_{12} и входной емкости усилителя напряжения низкой частоты, подводится к базе транзистора T_4. Выходной каскад выполнен по двухтактной схеме и работает в режиме *AB* для уменьшения искажений. Выходная мощность приемника — около 150 *мвт*. Ток покоя оконечного каскада

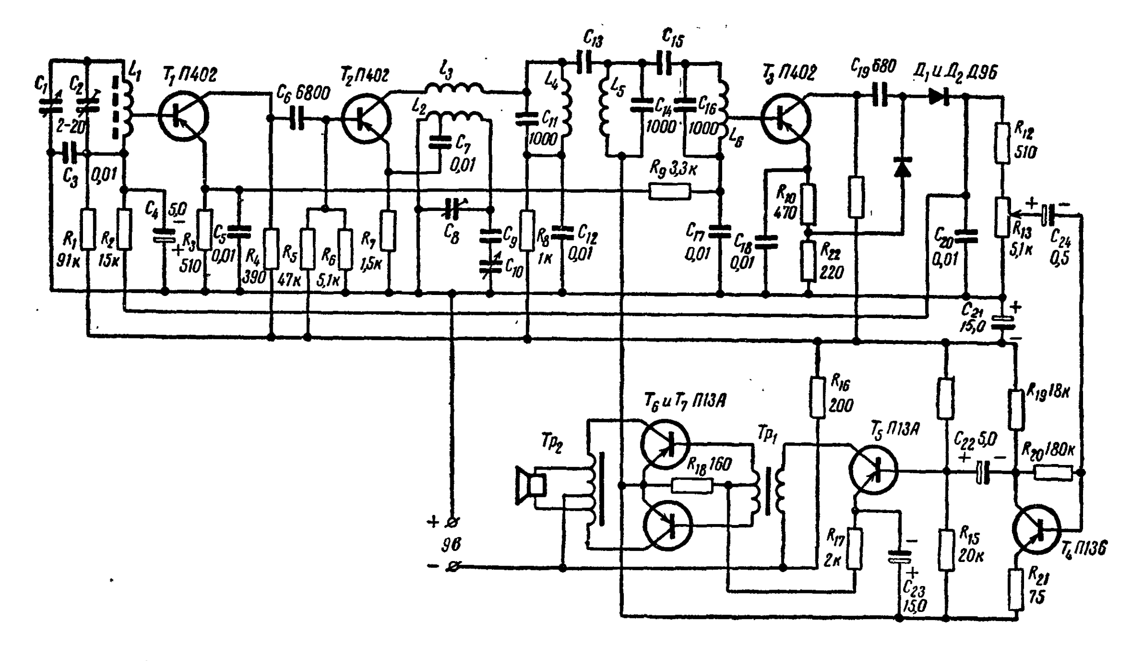


Рис. 44. Схема супергетеродинного приемника с апериодическими каскадами усиления высокой и промежуточной частот.

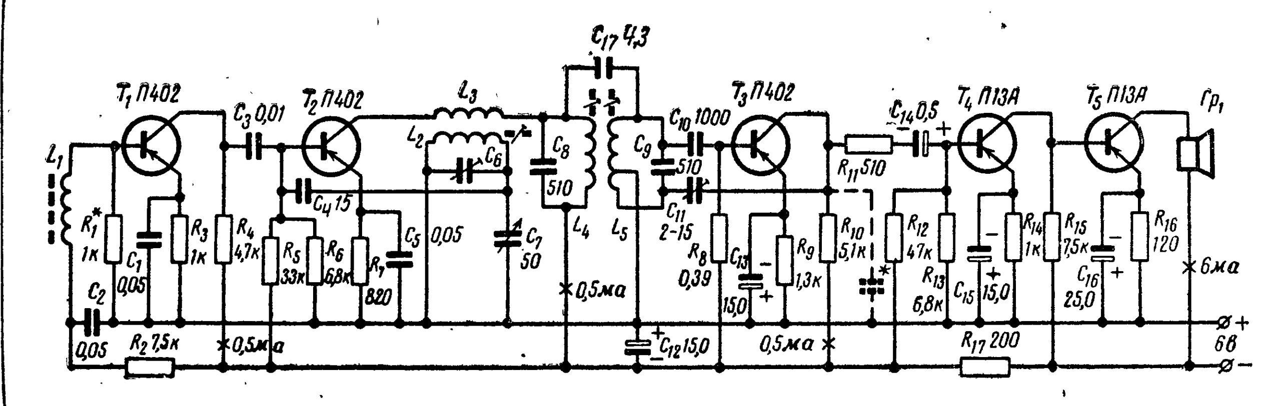


Рис. 45. Схема инфрадинного приемника.

примерно 4 *ма*, пиковый ток достигает 55 *ма*. Данные выходного и переходного трансформаторов приведены в табл. 3.

Интересными особенностями отличается схема, изображенная на рис. 45. В основу ее положен принцип инфрадинного приема. Применение высокой промежуточной частоты (2 *Мгц*) дает возможность отказаться от перестраиваемого контура на входе приемника, так как зеркальный канал лежит в пределах частот 4 150—5 620 *кгц* и значительно ослабляется благодаря фиксированной настройке контура $L_1C_{6.э}$ на среднюю частоту принимаемого диапазона (900 *кгц*), а также снижению эффективности магнитной антенны из-за увеличения потерь в ферритовом стержне на частотах выше 3—4 *Мгц*.

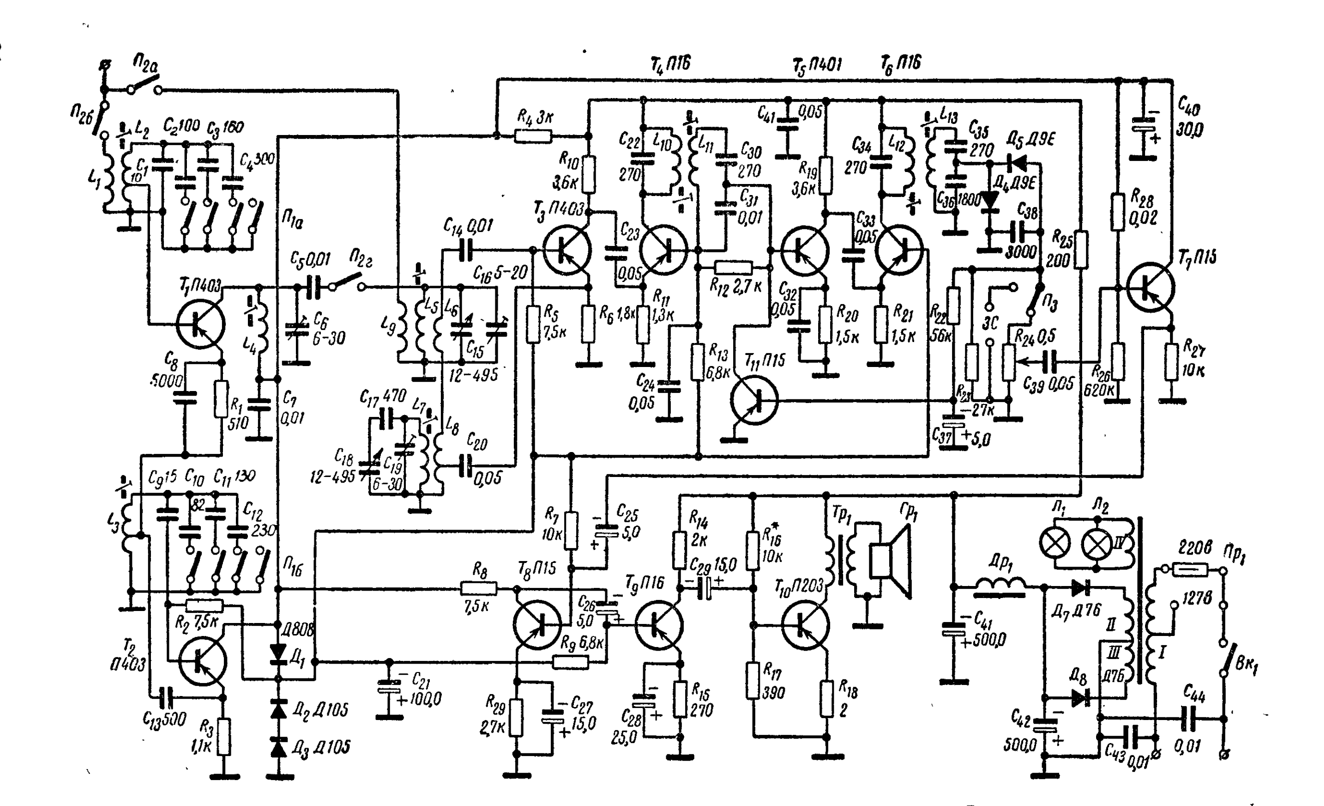
Диапазон приемника 150—1 620 *кгц* перекрывается только изменением емкости конденсатора C_7 в контуре гетеродина. Необходимое изменение настройки этого контура достигается при малой конечной емкости конденсатора переменной емкости (50 *пф*).

Так как усиление транзисторов падает с повышением частоты, то лучше применить на входе приемника широкополосный усилитель высокой частоты, чем сосредоточивать все усиление в такте промежуточной частоты, поэтому транзистор T_1 работает в каскаде усиления высокой частоты. Его входное сопротивление полностью подключено к контуру $L_1C_{6.э}$, для того чтобы расширить полосу пропускания этого контура.

Входное сопротивление транзистора T_1 значительно изменяется в относительно широком диапазоне частоты (150—1 600 *кгц*), поэтому параллельно контуру $L_1C_{6.э}$ подключен резистор R_1, подбором сопротивления которого добиваются равномерного коэффициента передачи входной цепи при налаживании приемника. Преобразователь частоты, выполненный на транзисторе T_2, отличается от аналогичного преобразователя предыдущего приемника применением емкостной связи базы транзистора с гетеродинным контуром, а также иными данными катушки гетеродинного контура и фильтром сосредоточенной селекции, настроенным на частоту 2 000 *кгц*.

Для повышения чувствительности приемника применен регенеративный детектор на транзисторе T_3. Величина положительной обратной связи устанавливается при налаживании подстроечным конденсатором C_{11}. Для устранения избыточной обратной связи следует ввести конденсатор (отмечен пунктиром), емкость которого может изменяться в широких пределах (100—5 000 *пф*). Усилитель низкой частоты — двухкаскадный с непосредственной связью между выходом транзистора T_4 и входом транзистора T_5. Режимы обоих каскадов устанавливают путем подбора резистора R_{12} в случае, если ток коллектора транзистора T_5 значительно отличается от приведенного на схеме. Несмотря на введение положительной обратной связи, приемник в основном предназначен для приема местных и мощных отдаленных радиостанций.

К достоинствам приемника следует отнести перекрытие диапазонов средних и длинных волн без применения переключателя диапазонов и сдвоенного блока конденсатора переменной емкости, а также большую по сравнению с одноконтурными приемниками прямого усиления избирательность по соседнему каналу. Катушки контуров L_4C_8 и L_5C_9 выполнены на ферритовых кольцах (Ф600) диаметром 7 *мм* с зазором 0,05—0,07 *мм* и имеют по 17 витков провода ЛЭШО 10×0,05; у катушки L_5 сделан отвод от пятого витка, считая от нижнего по схеме конца. Катушка L_2 намотана в горшковом сердечнике СБМ диаметром 9 *мм* и содержит 40 витков провода ПЭВ 0,1 или ПЭЛ 0,12 *мм*, а катушка L_3 — 10—12 витков провода



П2а
П2б
L2
C2 100
C3 160
C4 300
C1 10
L1
П1а
T1 П403
C5 0,01
П2г
C6 6-30
L4
C8 5000
R1 510
C7 0,01
L9
L5
L6
C16 5-20
C15
12-495
C14 0,01
C17 470
L7
L8
C18 12-495
C19 6-30
C20 0,05
L3
C9 15
C10 82
C11 130
C12 230
П1б
R2 7,5к
T2 П403
C13 500
R3 1,1к
Д808
Д1
Д2 Д105
Д3 Д105
C21 100,0
R4 3к
R10 3,6к
T3 П403
R5 7,5к
R6 1,8к
T4 П16
C22 270
L10
L11
C30 270
C31 0,01
C23 0,05
R11 1,3к
R12 2,7 к
R13 6,8к
C24 0,05
T11 П15
T5 П401
C41 0,05
R19 3,6к
C32 0,05
R20 1,5к
T6 П16
C34 270
L12
C33 0,05
R21 1,5к
L13
C35 270
C36 1800
Д5 Д9Е
Д4 Д9Е
C38 3000
R22 56к
R23 27к
C37 5,0
ЗС
П3
R24 0,5
C39 0,05
R25 200
R26 620к
R28 0,02
C40 30,0
T7 П15
R27 10к
R7 10к
C25 5,0
R8 7,5к
T8 П15
C26 5,0
R9 6,8к
R29 2,7к
C27 15,0
T9 П16
R14 2к
C29 15,0
R15 270
C28 25,0
R16* 10к
T10 П203
R17 390
R18 2
Тр1
Гр1
C41 500,0
Др1
Л1
Л2
IV
Д7 Д7Б
II
III
Д8 Д7Б
I
C42 500,0
C43 0,01
220в
127в
Пр1
Вк1
C44 0,01

ПЭВ 0,1. На стержень магнитной антенны намотано 80 витков провода ПЭЛ 0,12—0,18 *мм.*

На рис. 46 приведена схема супергетеродина с питанием от сети. Приемник работает в диапазонах коротких и средних волн. Для облегчения настройки коротковолновый диапазон разбит на четыре растянутых поддиапазона (25, 31, 40 и 49 *м*). В этих поддиапазонах приемник работает с двойным преобразователем частоты. В первом преобразователе частоты работает транзистор T_1 с отдельным гетеродином на транзисторе T_2. Входной и гетеродинный контуры с помощью конденсаторов C_1, C_2, C_3, C_4 и C_{10}, C_{11}, C_{12} настроены на фиксированные частоты:

Диапазон, *м*	Входной контур, *Мгц*	Гетеродинный контур, *Мгц*
25	11,8	13,8
31	9,7	11,7
40	7,3	9,3
49	6,3	8,3

Гетеродин выполнен по схеме с общим коллектором. Для стабильной работы гетеродина при изменениях напряжения питающей сети применена стабилизация коллекторного напряжения транзисторов T_1 и T_2 с помощью кремниевого стабилитрона $Д_1$ и кремниевых диодов $Д_2$ и $Д_3$. Выход преобразователя связан с перестраиваемым контуром L_4C_6, $L_5C_{15}C_{16}$, который настраивается в пределах зеркального канала СВ (2 550—1 450 *кгц*). При работе приемника на средних волнах контур $L_5C_{15}C_{16}$ настраивается в пределах 1 620—520 *кгц*, а антенна подключается к катушке связи L_9. Второй преобразователь частоты (при работе на средних волнах первый) выполнен на транзисторах T_3 и T_4. В коллекторной цепи преобразователя включен двухконтурный фильтр промежуточной частоты L_{10} C_{22}, $L_{11}C_{30}C_{31}$.

Чтобы не перематывать катушек фильтров L_{11} и L_{13}, связь с усилителем промежуточной частоты и детекторным каскадом выполнена емкостной. В коллекторной цепи транзистора T_6 включен фильтр $L_{12}C_{34}L_{13}C_{35}$, связанный с детекторным каскадом на диодах $Д_4$ и $Д_5$ с помощью емкостного делителя $C_{35}C_{36}$.

Для устойчивого приема на коротких и средних волнах применена усиленная задержанная система АРУ. Напряжение АРУ через фильтр $R_{22}C_{37}$ подводится к базе транзистора T_{11}, в результате чего падение напряжения на резисторе R_{13}, определяющее рабочую точку транзисторов T_4 и T_5, увеличивается. Изменение этого напряжения уменьшает крутизну характеристики этих транзисторов и, следовательно, усиление высокочастотного тракта. Подсоединение коллектора транзистора T_{11} непосредственно к базе транзистора увеличивает глубину действия АРУ путем шунтирования контура $L_{11}C_{30}C_{31}$ и в некоторой степени компенсирует смещение частоты настройки этого контура при приеме местных радиостанций. Усилитель низкой частоты выполнен на четырех транзисторах. Транзистор T_7 работает в схеме с заземленным коллектором и служит для увеличения входного сопротивления усилителя низкой частоты, что необходимо для согласования с пьезоэлектрическим звукоснимателем. Предварительный и предоконечный усилители выполнены по обычной схеме на транзисторах T_8 и T_9, а оконечный — на мощном транзисторе T_{10}, работающем в режиме *А*. Несмотря на большее потребление энергии по

сравнению с режимом B или AB, этот режим обеспечивает постоянство коллекторного тока и, следовательно, постоянство нагрузки на выпрямитель. Отсутствие по этой причине бросков напряжения питания улучшает стабильность режимов остальных транзисторов и стабильность частот гетеродинов.

Сопротивление резистора R_{17} выбрано малым для температурной стабилизации режима транзистора T_{10}. Коэффициент нелинейных искажений не превышает 10% при полной выходной мощности 0,5 *вт*. Выпрямитель выполнен по двухполупериодной схеме на диодах $Д_7$ и $Д_8$. Для уменьшения внутреннего сопротивления выпрямителя по переменному и постоянному токам в фильтре применены конденсаторы большой емкости и дроссель $Др_1$. Лампы $Л_1$ и $Л_2$ служат для освещения шкалы. Потребляемая от сети мощность не превышает 6 *вт*, причем бо̀льшая часть потребляемой мощности падает на лампы освещения шкалы (4 *вт*). Чувствительность приемника в диапазоне средних волн 30 *мкв*, в диапазоне коротких 10—15 *мкв*, с входа звукоснимателя 50 *мв*.

Катушка L_2 намотана на каркасе диаметром 6 *мм* и содержит 12 витков провода ПЭШО 0,5 с отводом от 1,5 витка, катушка L_3 намотана на таком же каркасе, как и L_2, и содержит 12 витков провода ПЭШО 0,5 с отводом от второго витка. Катушки $L_4L_5L_6L_7L_8L_9$ намотаны на стандартных четырехсекционных каркасах с ферритовыми подстроечными сердечниками. Катушка L_4 содержит 4×20 витков провода ПЭВ 0,12; L_5 — 4×43 витка ПЭВ 0,12; L_6 — 12 витков ПЭВ 0,12; L_7—4×30 витков ПЭВ 0,12; L_8—4+8 витков ПЭВ 0,12; L_9 — 350 витков провода ПЭВ 0,08.

Трансформатор $Тр_1$ (для громкоговорителя 1ГД9) выполнен на железе Ш-10×15 *мм*, первичная обмотка содержит 480 витков провода ПЭВ 0,3, а вторичная — 90 витков провода ПЭВ 0,7.

Дроссель фильтра $Др_1$ намотан на сердечнике сечением 1,1 $см^2$ проводом ПЭЛ 0,25 до заполнения.

Сердечник трансформатора питания имеет сечение 2,3 $см^2$. Первичная обмотка трансформатора содержит 4 500 витков провода ПЭВ 0,09 с отводом от 2500-го витка, вторичная —2×300 витков провода ПЭВ 0,27 и для ламп освещения шкалы 120 витков провода ПЭВ 0,6.

Приемник, схема которого приведена на рис. 47, имеет следующие характеристики. Диапазоны ДВ 410—150 *кгц*, СВ 1 520—530 *кгц*, КВ 1—9, 6÷12 *Мгц*, КВ II—7, 5÷6 *Мгц*. Чувствительность с базы первого транзистора 3 *мкв* при соотношении сигнал/шум 10 : 1. Избирательность при расстройке ±10 *кгц* не хуже 20 раз. Выходная мощность ≈80 *мвт*. Частотная характеристика 100 *гц* — 12 *кгц* по уровню 0,7 от уровня на частоте 1 000 *гц* с подъемом 25% на резонансной частоте громкоговорителя 450 *гц*. Полоса пропускания высокочастотного тракта при номинальной чувствительности 6 *кгц*, при сигнале в 10 раз больше — 12 *кгц*, при сигнале в 100 раз больше — 30 *кгц*. При изменении сигнала на входе в 400 раз напряжение на выходе изменяется не более чем в 2 раза. При изменении питающего напряжения с 9 до 4,5 *в*, чувствительность приемника почти не изменяется, падает только выходная мощность. В качестве блока конденсаторов переменной емкости применен блок конденсаторов от приемника «Сокол». Контуры фильтров промежуточной частоты и катушки гетеродинного контура L_{13} и L_{15} диапазонов СВ и ДВ от того же приемника. Остальные катушки индуктивности имеют следующие данные: L_1 — 5 витков; L_2 — 1 виток; L_3 — 5 витков; L_4 — 1 виток; ПЭВ-2 0,45 *мм*; L_5 — 70 витков ПЭШО 10×0,05; L_6 — 5 вит-

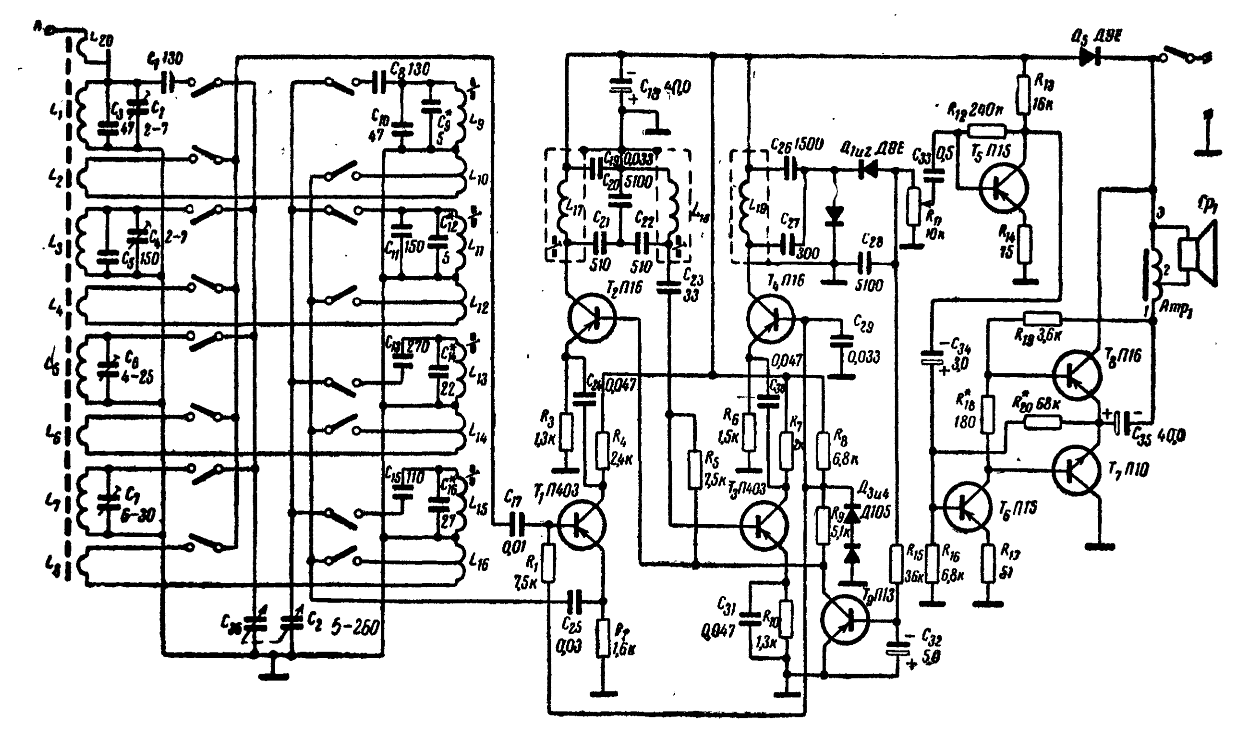


Рис. 47. Схема приемника с четырьмя диапазонами.

ков ПЭВ 0,25; L_7 — 4×50 витков ПЭШО 0,1; L_8 — 15 витков ПЭШО 0,15 на стержне ферритовой антенны с расстоянием между катушками каждого поддиапазона не менее 20 *мм*. Катушка L_9 имеет 15 витков, L_{10}—1,5+3 витка, L_{11}—15 витков, L_{12}—1,5+3 витка на каркасе диаметром 7 *мм* с подстроечным сердечником из феррита Ф-100. Диаметр провода 0,35—0,4 ПЭШО для катушек L_9L_{11}, а для $L_{10}L_{19}$ — 0,15—0,18 ПЭШО.

Переключатель диапазона — самодельный малогабаритный. Выходной автотрансформатор выполнен на пермаллоевом сердечнике Ш4×4 и содержит 300 витков провода ПЭВ-2 0,21 *мм*, 200 витков между выводами *1—2* и 100 витков между выводами *2—3*. Громкоговоритель типа 0,1 ГД-6.

К особенностям приемника следует отнести применение в частотно-преобразовательном каскаде каскодной схемы, что позволяет применять во всеволновом приемнике лишь один высокочастотный транзистор типа П403. Применение диодов Д105 для стабилизации, напряжений смещения на транзисторы высокочастотного тракта делает прием на коротких волнах стабильным и не зависимым от изменения напряжения источника питания.

На рис. 48 изображена схема рефлексного супергетеродинного приемника, собранного на трех транзисторах. Транзистор T_1 работает в качестве преобразователя частоты. В его коллекторной цепи последовательно с катушкой обратной связи включен контур L_5C_8 фильтра промежуточной частоты. Сигнал с части катушки L_6 второго контура фильтра подводится к базе транзистора T_2, усиливающего промежуточную частоту. В коллекторную цепь этого транзистора включены сильно нагруженный контур L_7C_{15} и трансформатор низкой частоты $Тр_1$. Усиленное напряжение промежуточной частоты выпрямляется детектором на диоде $Д_1$ и через конденсатор C_{11} подводится снова к базе транзистора T_2. После усиления напряжение низкой частоты через трансформатор $Тр_1$ подается на базу транзистора T_3, в коллекторной цепи которого включен электромагнитный громкоговоритель. Громкость регулируется потенциометром R_6. При перемещении движка потенциометра вниз (по схеме) будет возникать отрицательная обратная связь как по промежуточной, так и по низкой частотам, которая в значительной степени уменьшает усиление рефлексного каскада. Автоматическая регулировка усиления осуществляется подачей выпрямленного постоянного напряжения с нагрузки детектора на базу транзистора T_2 (через резистор R_5).

Контурные катушки этого приемника могут быть выполнены так же, как и в приемнике, схема которого приведена на рис. 44, а данные трансформатора $Тр_1$ могут быть взяты из описания рефлексного приемника прямого усиления. Катушки L_7 и L_8 наматывают проводом диаметром 0,1 *мм* на умышленно сломанном и склеенном с зазором 0,05—0,07 *мм* ферритовом кольце диаметром 7 *мм*. Катушка L_7 имеет 89 витков, а катушка L_8 60 витков. Контур грубо настраивают на частоту 465 *кгц* путем изменения числа витков катушки L_7.

В заключение на рис. 49 приведены схемы приставок для питания транзисторных приемников от сети переменного тока. На рис. 49, *а* изображена схема приставки, дающая напряжение 6—10 *в* (в зависимости от установки движка потенциометра R_1) при токе до 100 *ма*. Приставка позволяет питать приемники с выходными каскадами, выполненными по двухтактной схеме в режиме *В* или *АВ*. Получающиеся в результате работы приемника броски тока не приводят к изменению выходного напряжения выпрямителя бла-

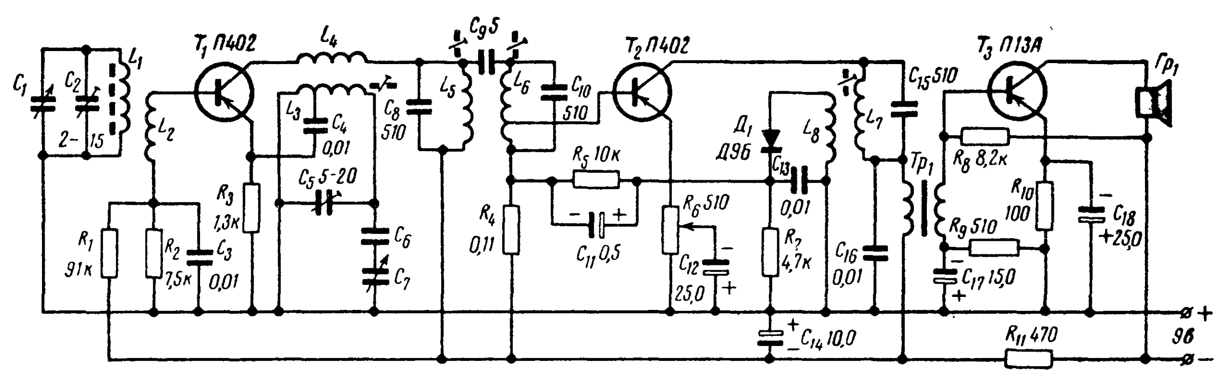


Рис. 48. Схема рефлексного супергетеродина.

годаря питанию базы стабилизирующего транзистора T_1 от отдельного выпрямителя ($Д_5$), через который протекает только базовый ток этого транзистора.

При необходимости получения от приставки большего тока параллельно диодам $Д_1$—$Д_4$ следует включить дополнительные диоды, а транзистор T_1 снабдить радиатором для отвода тепла. В случае появления фона переменного тока необходимо увеличить емкость

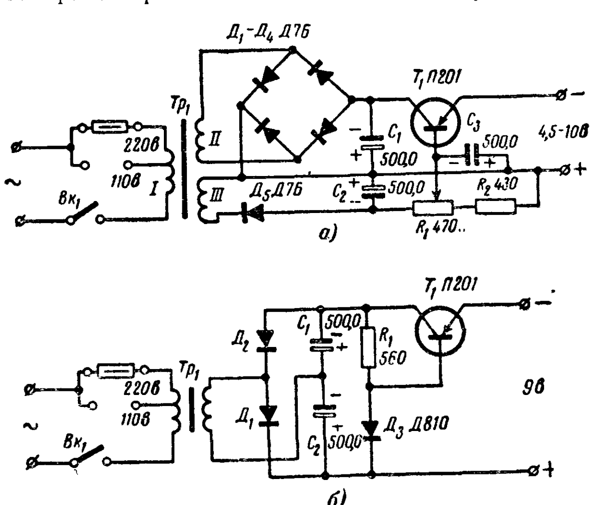


Рис. 49. Схема приставок для питания транзисторных приемников от сети переменного тока.

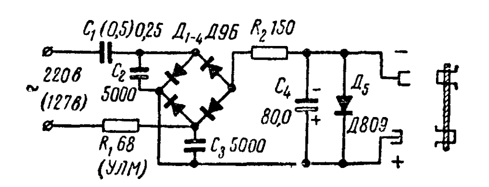


Рис. 50. Схема малогабаритного выпрямителя.

конденсатора C_3. В качестве трансформатора $Тр_1$ можно применить любой маломощный трансформатор питания (например, от приемника «Рекорд»). С каркаса трансформатора удаляют ненужные обмотки, при этом необходимо сосчитать количество витков обмотки накала ламп, а затем намотать обмотки II и III в 2 раза больше.

При изготовлении приставки на одно напряжение (например, 9 *в*) и желании получить стабильное выходное напряжение в схему стабилизации необходимо ввести опорный диод Д810. В этом случае надобность во втором выпрямителе отпадает и обычный силовой

трансформатор можно использовать без переделки, применив для выпрямления схему удвоения напряжения.

Полная схема такой приставки приведена на рис. 49, *б*. При питании приемников от этой приставки фон переменного тока совершенно не прослушивается. Обе описанные приставки можно использовать для регенерации сухих батарей, а также для зарядки аккумуляторов емкостью до 0,2—0,5 *а · ч*.

На рис. 50 приведена схема выпрямителя для сравнительно маломощных транзисторных приемников, например типа «Сокол». Этот же выпрямитель с помощью переходного устройства, выполненного из двух колодок с контактами от батарей «Крона», может быть использован для зарядки аккумуляторов 7Д-0,1 или регенерации батарей «Крона». Конденсатор C_1 должен быть рассчитан на напряжение не менее 400 *в* и иметь емкость 0,25 *мкф* для напряжения сети 220 *в* и 0,5 *мкф* для напряжения сети 110—127 *в*. Элементы, входящие в схему выпрямителя, имеют небольшие габариты (как у батареи «Крона»), что позволяет вставить его в отсек для батареи в приемнике при работе последнего от сети.

Литература

Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., Расчет полупроводниковых усилителей и генераторов, ДТВУ, 1961.

Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С., Радиоприемные устройства. Связьиздат, 1959.

Хомич В. И., Приемные ферритовые антенны, Госэнергоиздат, 1960.

Полупроводниковые триоды и диоды, справочник под общей редакцией И. Ф. Николаевского, Связьиздат, 1961.

Румянцев М. Практика налаживания любительских карманных приемников, Изд-во ДОСААФ, 1965.

Гумеля Е. Б., Налаживание транзисторных приемников, изд-во «Энергия», 1966.

ОГЛАВЛЕНИЕ